

UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA  
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

COMANDO DE UM INVERSOR TRIFÁSICO COM MODULAÇÃO  
PWM OTIMIZADA UTILIZANDO MICROPROCESSADOR

DISSERTAÇÃO SUBMETIDA A UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA  
PARA A OBTENÇÃO DO GRAU DE MESTRE EM ENGENHARIA ELÉTRICA


ALEXANDRE D'AVILA DA CUNHA

FLORIANÓPOLIS, MAIO DE 1988

COMANDO DE UM INVERSOR TRIFÁSICO COM MODULAÇÃO  
PWM OTIMIZADA UTILIZANDO MICROPROCESSADOR

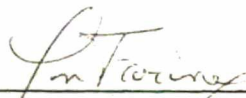
ALEXANDRE D'AVILA DA CUNHA

ESTA DISSERTAÇÃO FOI JULGADA ADEQUADA PARA A OBTENÇÃO DO TÍTULO  
DE MESTRE EM ENGENHARIA, ESPECIALIDADE ENGENHARIA ELÉTRICA E  
APROVADA EM SUA FORMA FINAL PELO CURSO DE PÓS-GRADUAÇÃO



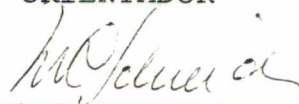
Prof. Arnaldo José Perin, Dr. Ing.

ORIENTADOR



Prof. Jean-Marie Farinès, Dr. Ing.

CO-ORIENTADOR

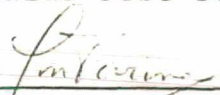


Prof. Márcio Cherem Schneider, Dr. Sc  
COORDENADOR DO CURSO DE PÓS-GRADUAÇÃO  
EM ENGENHARIA ELÉTRICA

BANCA EXAMINADORA:



Prof. Arnaldo José Perin, Dr. Ing.



Prof. Jean-Marie Farinès, Dr. Ing.



Prof. Ivo Barbi, Dr. Ing.



Prof. Denizar Cruz Martins, Dr.



À Meus Pais e  
aos Meus Irmãos

A Ana Martha, minha noiva,  
pela paciência, carinho e  
pelo incentivo

## AGRADECIMENTOS

Ao Professor Arnaldo José Perin pela orientação, pela amizade e pelo acompanhamento dispensado durante a realização deste trabalho.

Ao Professor Jean Marie Farines pela coorientação e atenção dispensados.

Agradecimento especial ao Professor Ivo Barbi pelo acompanhamento em uma caminhada que começou na Graduação, e por todo o conhecimento que me passou neste tempo todo, pelas sugestões bastante oportunas dadas durante o desenvolver deste trabalho.

Ao Laboratório de Controle e microinformática "Marcos Cardoso Filho" pelo empréstimo de equipamentos indispensáveis para a realização deste trabalho.

Ao Engenheiro Rogério Neves de Lemos pela ajuda prestada.

Aos colegas e amigos que colaboraram direta ou indiretamente com este trabalho.

Aos Professores Ivo Barbi e Denizar Cruz Martins, membros da Banca, pelas sugestões dadas.

Meu carinho a Vera Maria e Armando, meus pais pela confiança e segurança transmitidas durante a execução deste trabalho.

A Marlei da Silva Costa pelo profissionalismo com que desenvolveu o trabalho de datilografia.

A WEG pelo auxílio financeiro.

A CAPES pelo apoio financeiro.

## S U M Á R I O

|                  |      |
|------------------|------|
| SIMBOLOGIA ..... | ix   |
| RESUMO .....     | xii  |
| ABSTRACT .....   | xiii |
| INTRODUÇÃO ..... | xiv  |

## CAPÍTULO I - CONSIDERAÇÕES SOBRE O SERVOMOTOR DE INDUÇÃO

|  |    |
|--|----|
| 1.1 - Introdução .....                                 | 01 |
| 1.2 - Estrutura de um Servomotor AC .....              | 02 |
| 1.3 - Diagrama de Blocos do Sistema .....              | 04 |
| 1.4 - Controle a ser implementado .....                | 05 |
| 1.5 - O Uso de Microprocessador .....                  | 07 |
| 1.6 - Modulação por Largura de Pulso .....             | 08 |
| 1.6.1 - Modulação PWM Senoidal .....                   | 08 |
| 1.6.2 - Modulação PWM Otimizada .....                  | 13 |
| 1.7 - Efeitos dos Harmônicos no Motor de Indução ..... | 18 |
| 1.7.1 - Perdas por Aquecimento .....                   | 18 |
| 1.7.2 - Torques Parasitas .....                        | 22 |
| 1.8 - Conclusão .....                                  | 26 |

## CAPÍTULO II - ESTUDO DA INFLUÊNCIA DA ALIMENTAÇÃO NO TORQUE DE UM MOTOR DE INDUÇÃO

|   |    |
|---|----|
| 2.1 - Introdução .....                                | 27 |
| 2.2 - Simulações do Motor de Indução .....            | 27 |
| 2.2.1 - Motor Alimentado por Tensões Senoidais .....  | 29 |
| 2.2.2 - Motor Alimentado por Inversor tipo 180° ..... | 31 |

|  |    |
|--|----|
| 2.2.3 - Motor Alimentado por Inversor PWM Senoidal ..  | 34 |
| 2.2.4 - Motor Alimentado por Inversor PWM Otimizado .  | 36 |
| 2.2.5 - Motor Alimentado por Inversor PWM Otimizado<br>usando-se 27 pulsos por Período ..... | 38 |
| 2.3 - Comparação entre as Simulações .....   | 41 |
| 2.4 - Conclusão .....  | 42 |

### CAPÍTULO III - CIRCUITO DE COMANDO

|  |    |
|--|----|
| 3.1 - Introdução .....   | 43 |
| 3.2 - Otimização dos Padrões .....   | 44 |
| 3.3 - Armazenamento dos Padrões .....  | 45 |
| 3.4 - Circuito de Leitura e Reconstituição dos Padrões ....                            | 52 |
| 3.5 - Geração de Tempos Mortos .....   | 56 |
| 3.6 - Diagrama Completo do Circuito de Leitura e Reconsti-<br>tuição dos Padrões ..... | 59 |
| 3.7 - Funções do Microcomputador .....   | 61 |
| 3.7.1 - Seleção dos Padrões .....  | 63 |
| 3.7.2 - Escolha da Frequência de Varredura .....                                       | 65 |
| 3.7.3 - Inversão de Fases .....  | 68 |
| 3.7.4 - O Programa utilizado para o 8031 .....   | 69 |
| 3.7.4.1 - Subrotina para Cálculo de $\beta_{EST}$ .....                                | 73 |
| 3.8 - Conclusão .....  | 74 |

### CAPÍTULO IV - RESULTADOS OBTIDOS

|                                |    |
|--------------------------------|----|
| 4.1 - Introdução .....         | 75 |
| 4.2 - Montagem Efetuada .....  | 75 |
| 4.3 - Resultados Obtidos ..... | 77 |
| 4.4 - Conclusão .....          | 82 |

|  |     |
|--|-----|
| CONCLUSÕES .....                           | 83  |
| REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS .....           | 85  |
| APÊNDICE A - PROGRAMA EPROM .....          | 91  |
| APÊNDICE B - O MICROCONTROLADOR 8031 ..... | 103 |



## S I M B O L O G I A

|                           |   |
|---------------------------|---|
| $a_n, b_n$                | - Coeficientes da série de Fourier                  |
| $d, q$                    | - Eixos direto e de quadratura                      |
| $f_v$                     | - Frequência de varredura                           |
| $f_{SAÍDA}$               | - Frequência das tensões de saída do inversor       |
| $I_{ef}$                  | - Corrente eficaz                                   |
| $i_{m_R}$                 | - Corrente de Magnetização do Rotor                 |
| $i_{m_{REF}}$             | - Corrente de Magnetização de Referência            |
| $I_n$                     | - Amplitude do Harmônico de corrente de ordem $n$   |
| $I_R$                     | - Corrente rotórica                                 |
| $I_S$                     | - Corrente Estatórica                               |
| $I_{S\alpha}, I_{S\beta}$ | - Correntes de estator em coordenadas $\alpha\beta$ |
| $i_{S1}, i_{S2}, i_{S3}$  | - Correntes estatóricas trifásicas                  |
| $m$                       | - Índice de modulação                               |
| $p$                       | - Relação $\omega_c/\omega_s$                       |
| $P_R$                     | - Perdas no rotor                                   |
| $P_S$                     | - Perdas no estator                                 |
| $Q_0, Q_1, \dots$         | - Bits da palavra da memória (Byte)                 |
| $R_S$                     | - Resistência do estator                            |



|                           |  |
|---------------------------|--|
| $R_R$                     | - Resistência do rotor                               |
| $S_n$                     | - Escorregamento para o harmônico de ordem n         |
| $T$                       | - Torque fundamental                                 |
| $T_{CARGA}$               | - Torque de carga                                    |
| $T_{6H}$                  | - Torque harmônico de 6ª ordem                       |
| $T_{REF}$                 | - Torque de referência                               |
| $V_d$                     | - Tensão contínua de entrada do inversor             |
| $V_n$                     | - Amplitude do harmônico de tensão de ordem n        |
| $V_p$                     | - Amplitude do sinal senoidal                        |
| $V_s$                     | - Amplitude do fator da tensão estatórica            |
| $V_{s1}, V_{s2}, V_{s3}$  | - Tensões estatóricas trifásicas                     |
| $V_{s\alpha}, V_{s\beta}$ | - Tensões estatóricas em coordenadas $\alpha\beta$   |
| $V_{sd}$                  | - Tensão estatórica de eixo direto                   |
| $V_{sq}$                  | - Tensão estatórica de eixo em quadratura            |
| $V_T$                     | - Amplitude do sinal triangular                      |
| $v(t)$                    | - Expressão completa da tensão                       |
| $X_m$                     | - Reatância magnetizante                             |
| $X_{1R}$                  | - Reatância rotórica para a componente fundamental   |
| $X_{1S}$                  | - Reatância estatórica para a componente fundamental |

|                 |   |
|-----------------|---|
| $\alpha, \beta$ | - Eixos de coordenadas $\alpha\beta 0$                                      |
| $\alpha_k$      | - Ângulos de comutação  |
| $\alpha\beta 0$ | - Transformação $\alpha\beta 0$   |
| $\beta_{REF}$   | - Ângulo entre o fasor da tensão estatórica e o eixo $\alpha$ de referência |
| $\beta_{EST}$   | - Ângulo entre o fasor da tensão estatórica e o eixo $\alpha$ , estimado    |
| $\delta$        | - Ângulo entre o fluxo e a corrente   |
| $\varepsilon$   | - Ângulo entre o fasor da tensão estatórica e o eixo direto                 |
| $w_c$           | - Freqüência do sinal triangular  |
| $w_{HAR}$       | - Freqüência do Harmônico resultante  |
| $w_m$           | - Velocidade mecânica angular   |
| $w_{mREF}$      | - Velocidade mecânica angular de referência                                 |
| $w_s$           | - Freqüência do sinal senoidal  |
| $wt$            | - Freqüência do sinal a ser analisado                                       |
| $w_0$           | - Freqüência dos componentes fundamentais                                   |
| $\rho$          | - Ângulo entre o eixo direto e o eixo $\alpha$ de referência                |
| $\phi$          | - Ângulo de fase do sinal de saída  |
| $\phi_m$        | - Fluxo mútuo induzido  |

## R E S U M O

Este trabalho descreve um sistema de comando utilizando microprocessador para um inversor trifásico a modulação por largura de pulso (PWM) que alimenta um motor de indução. Os instantes de comutação são calculados previamente, de maneira a eliminar harmônicos da tensão de saída do inversor, e armazenados em memória EPROM. Com auxílio do microprocessador e de um circuito lógico os padrões são lidos e reconstituídos. Cabe ao microprocessador a escolha dos padrões, da frequência de leitura, do estabelecimento de tempos mortos e da inversão de fases.

Apresentam-se resultados de simulações com o motor de indução e as tensões de um inversor usando o comando desenvolvido.

## A B S T R A C T

This work describes a control system with microprocessor for a three-phase PWM inverter. The switching times are previously calculated to eliminate harmonics of inverter output voltage and stored in EPROM. With the aid of the microprocessor and a logic circuit the patterns are read and recomposed. The microprocessor is in charge of selecting a pattern and read frequency, setting the lag-times and the phase change.

The induction motor simulation results and some inverter voltages with this comand are shown.

## I N T R O D U Ç Ã O

Nos acionamentos onde se requer respostas rápidas, operação nos quatro quadrantes e uma boa performance para velocidades próximas a zero, o servomotor a ser utilizado deve possuir as seguintes características:

- . Alta dinâmica de torque
- . Alta dinâmica de velocidade (baixo momento de inércia)
- . Grande capacidade de sobregarca mecânica
- . Alto torque contínuo
- . Característica torque-velocidade ( $T \times w$ ) linear
- . Elevada relação potência/volume
- . Alta confiabilidade, baixa manutenção e longa vida
- . Alta eficiência, baixas perdas globais
- . Relação custo/performance aceitável

Três tipos de motores, cujas características mais se aproximam das mencionadas, são apresentados a seguir:

### 1) Servomotor de Corrente Contínua [2]

O motor de corrente contínua é constituído de um enrolamento de campo com excitação constante e um enrolamento de estator rotativo alimentado por um comutador e escovas. Da interação entre fluxo de campo e fluxo da armadura resulta em uma ten



são induzida proporcional a velocidade do motor e um torque eletromagnético proporcional a corrente de armadura. Mantendo-se o fluxo de campo constante consegue-se velocidade variável com variação da tensão de armadura.

Por apresentar um controle fácil de ser implementado e as características desejadas de um servomotor, o motor de corrente contínua vem sendo muito utilizado até recentemente.

## 2) Servomotor de Indução com Rotor em Gaiola [4, 35]

O motor de indução com rotor em gaiola tem enrolamentos de armadura situados no estator e um rotor curto circuitado. A alimentação alternada dos enrolamentos estatóricos produz um campo magnético rotativo que interage com o campo induzido no rotor produzindo torque.

O servomotor de indução apresenta uma grande vantagem sobre o servomotor de corrente contínua que é a inexistência do comutador. A simplicidade e robustez mecânica da construção, resultam nas seguintes vantagens, quando comparadas com os servomotores de corrente contínua.

- . Menores custos
- . Maiores potências limites
- . Maiores velocidades
- . Ausência de faiscamentos e desgastes mecânicos (ausência de comutador e escovas)
- . Menor relação peso potência

O controle de velocidade do servomotor de indução é feito com a variação da alimentação do estator através de tensões com frequência e amplitude variáveis.

O custo dos conversores de potência e a complexidade do controle vinham limitando as aplicações do servomotor de indução até recentemente. Com o aperfeiçoamento da teoria de controle das máquinas de campo girante e com a possibilidade de se implementar as complexas equações de controle em microprocessadores com cada vez mais eficiência, juntamente com o desenvolvimento de chaves rápidas e de grande potência, permitiu-se o uso de servomotores de indução em aplicações até então dominadas pelo servomotor de corrente contínua.

### 3) O Servomotor Síncrono a Ímãs [16, 9, 10]

O servomotor síncrono a ímãs possui a armadura situada no estator, sendo muito similar a do servomotor de indução tanto na construção como na alimentação. O rotor é constituído por ímãs e portanto produz um campo constante. O torque é produzido pela interação dos dois campos.

O controle do servomotor síncrono é feito pelo estator, bastante simples, podendo ser utilizada uma lógica combinacional. Sensores de posição são necessários à autopilotagem, garantindo o sincronismo.

Dos motores apresentados os de indução e síncrono são os de maior interesse atualmente. São motores compactos, com baixo momento de inércia e apresentam praticamente a mesma performance.

Não levando em conta as características do contro



le de ambos, a maior desvantagem do servomotor de indução perante o síncrono são as perdas do rotor que levam ao uso de ventilação forçada no primeiro enquanto que uma ventilação natural é suficiente no segundo [16].

O comando apresentado neste trabalho foi desenvolvido para o servomotor de indução devido a sua robustez e baixo custo, ao conhecimento de modernas técnicas de modulação e outros fatores de ordem histórica.

Estuda-se o uso de controle vetorial que proporciona uma maior precisão e rapidez para o servomotor de indução. No método de controle vetorial o motor de indução é controlado de modo análogo a um motor de corrente contínua com excitação independente tornando o uso deste método muito atraente do ponto de vista da facilidade de controle que proporciona [4, 36]. A implementação do método de controle vetorial oferece relativa complexidade tornando o uso do microprocessador imprescindível.

Com o uso do microprocessador obtém-se: multiplicidade de funções, flexibilidade, agilidade e rapidez além de maior confiabilidade. Torna-se possível o uso de modernas técnicas de modulação no inversor de forma a obter redução das perdas e dos harmônicos de torque no motor.

Os instantes de comutação, obtidos pelo uso de uma modulação PWM otimizada, são calculados previamente e armazenados em memória EPROM. Um circuito lógico é usado para a leitura e reconstituição dos conjuntos de comandos (padrões) cabendo ao microprocessador a tarefa de selecioná-los. Obtem-se desta forma, uma grande redução nas atribuições do microprocessador, restando a este apenas o cálculo das grandezas da malha de controle e tarefas auxiliares.

O comando apresentado destina-se, inicialmente, a inversores que utilizem GTO's como chaves, mas devido a sua grande flexibilidade pode ser aplicado a inversores que utilizem qualquer tipo de semicondutor alterando-se apenas os tempos mortos. Sem qualquer modificação no Hardware, este comando pode ser utilizado em qualquer inversor trifásico, independentemente da finalidade e potência envolvida.

No Capítulo I, apresenta-se o diagrama de blocos do sistema de um servomotor de indução, bem como o conjunto de conversores necessários para seu acionamento. Apresenta-se também as modulações por largura de pulso senoidal e otimizada e o estudo dos efeitos dos harmônicos introduzidos por elas na tensão de alimentação do servomotor de indução.

No Capítulo II, apresenta-se simulações de um motor de indução com diversos tipos de alimentação e análise dos harmônicos do torque para cada caso.

O comando implementado é constituído de um circuito lógico que faz a leitura dos endereços fixos da memória que contém os instantes de comutação e do microcomputador que faz a seleção dos instantes desejados. As diversas funções do circuito lógico, bem como do microcomputador são apresentadas no Capítulo III.

No Capítulo IV apresenta-se as tensões de linha e de fase de um inversor utilizando-se o comando desenvolvido e as respectivas análises dos harmônicos para comparação entre os resultados obtidos e os resultados esperados teoricamente.

## C A P Í T U L O I

### CONSIDERAÇÕES SOBRE O SERVOMOTOR DE INDUÇÃO

#### 1.1 - Introdução

O controle de conversores e outros sistemas por microcomputador torna-se cada vez mais atrativo, tanto do ponto de vista técnico como econômico.

O controle digital feito através do microcomputador proporciona uma série de vantagens sobre o controle analógico convencional:

- . Flexibilidade
- . Multiplicidade de Funções
- . Possibilidade de se fazer uso das mais modernas técnicas de análise e projeto

O surgimento dos microprocessadores com grande velocidade de cálculo e custos baixos possibilitam o uso de vários deles, no mesmo sistema, cada um desempenhando funções específicas.

Por exemplo, no caso de controle do servomotor de indução, a função de controle é subdividida em funções menores de:

- . Cálculo do Módulo das Tensões Estatóricas
- . Cálculo da Frequência das Tensões Estatóricas
- . Medida do ângulo entre o Fasor da Tensão Estató



rica e o Eixo de Referência

- . Endereçamento e Seleção dos Instantes de Comutação do Conversor

Na implementação, a proposição feita consiste em usar-se dois microcomputadores dedicados, respectivamente, para as seguintes funções:

- . Microcomputador do Comando do Conversor (MCC):

Responsável pelo cálculo das tensões do conversor e seleção dos instantes de comutação correspondentes.

- . Microcomputador de Aquisição e Controle (MAC):

Responsável pela aquisição e regulação das variáveis envolvidas no controle.

O objeto deste estudo é uma parte do sistema, no qual um microcomputador será responsável pelo comando do conversor que acionará o motor de indução.

## 1.2 - Estrutura de um Servomotor AC

Para o acionamento do servomotor AC necessita-se de uma fonte de alimentação que forneça tensão controlada com frequência variável.

Uma estrutura bastante utilizada é a mostrada na Figura 1.1 [2, 17].

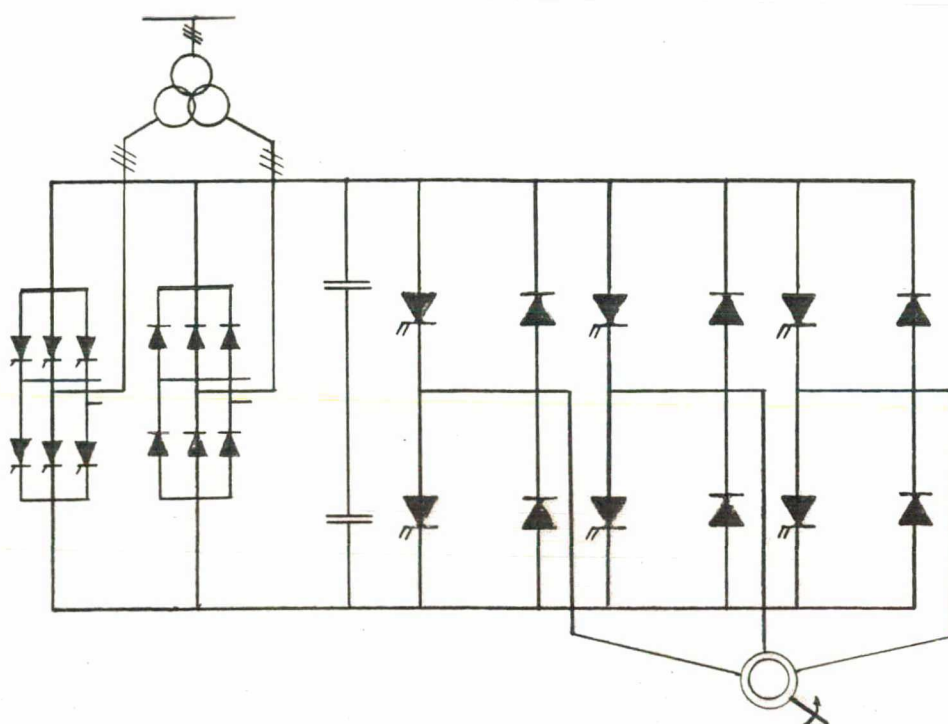


Figura 1.1 - Conjunto de Conversores para o Acionamento de um Servomotor AC

A alimentação do conjunto é feita a partir da rede que é retificada e alimenta o inversor principal. O uso de um inversor auxiliar se faz necessário para que a energia proveniente das frenagens do motor seja devolvida a rede.

As chaves do inversor principal podem ser transistores, GTO's ou tiristores dependendo da frequência de funcionamento e da potência envolvidas.

Embora outras estruturas, como o inversor de corrente e o cicloconversor, possam ser utilizadas para o acionamento de um servomotor AC a estrutura da Figura 1.1 foi escolhida para o desenvolvimento do comando. As razões são de ordem tecnológica e históricas. As modulações para inversores em tensão são

mais difundidas e empregadas atualmente.

### 1.3 - Diagrama de Blocos do Sistema [3]

O sistema estudado para o acionamento e controle do motor de indução é apresentado abaixo sob a forma de diagrama de blocos.

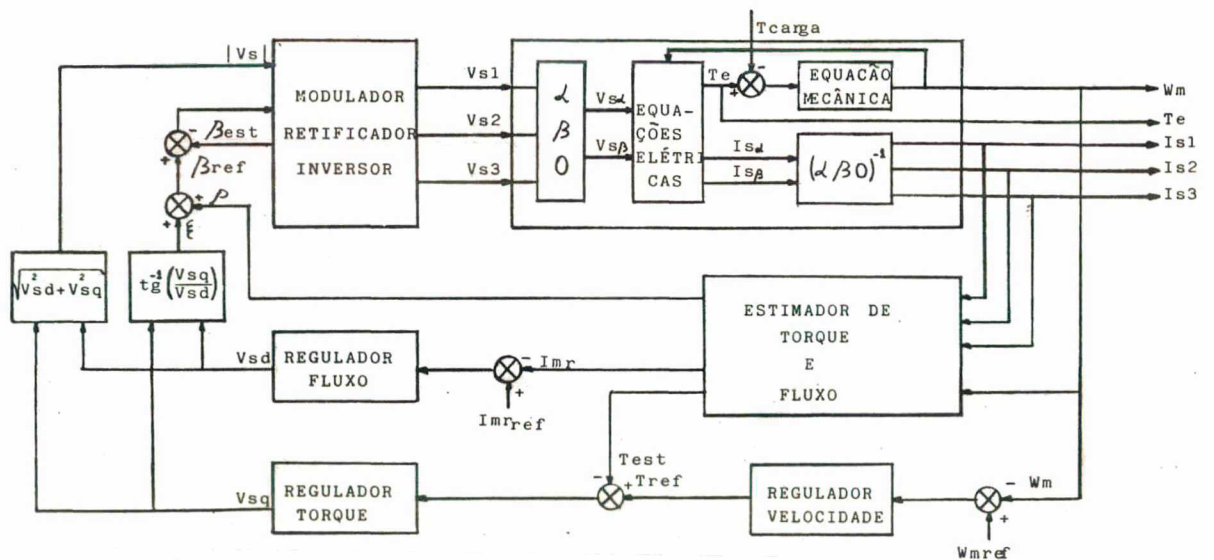


Figura 1.2 - Diagrama de Blocos do Sistema para um Servomotor

A partir de grandezas básicas, e fáceis de se obter: correntes estatóricas e velocidade do motor, são estimados o torque e o fluxo [36].

Com o uso de reguladores de velocidade, torque e fluxo obtêm-se as grandezas básicas necessárias ao comando do inversor.

#### 1.4 - Controle a ser Implementado

Do sistema apresentado apenas o comando do inversor fará parte deste trabalho e está representado na Figura 1.3 sob a forma de diagrama de blocos.

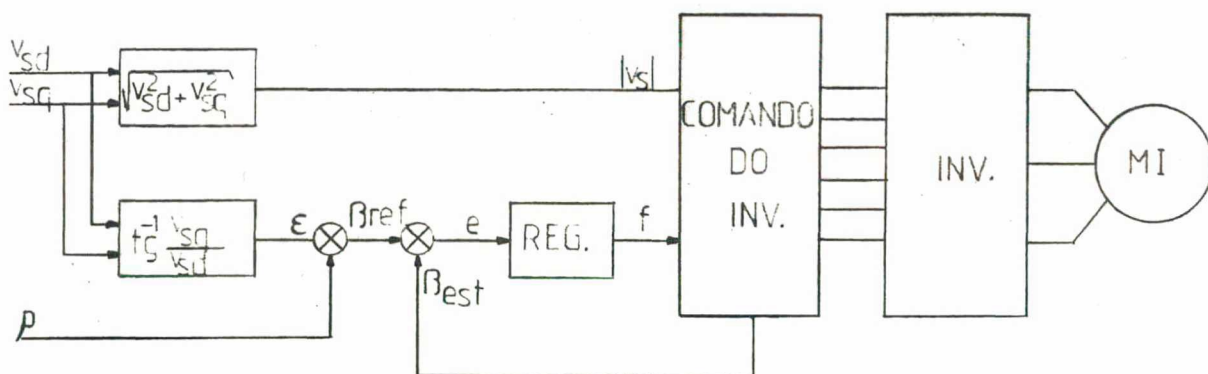


Figura 1.3 - Diagrama de Blocos do Conjunto Comando-Inversor-Motor

As variáveis envolvidas no sistema podem ser representadas sob a forma de diagrama fasorial utilizando-se a transformação de Park [01].

O diagrama esta representado pela Figura 1.4.



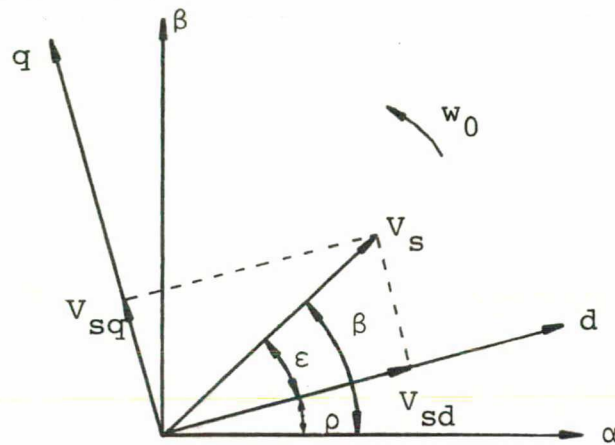


Figura 1.4 - Diagrama Fasorial usando modelo de Park

Na Figura 1.4 os eixos  $\alpha$  e  $\beta$  são a referência do sistema, são fixos e originam-se da transformação  $\alpha\beta 0$  [01], aplicada às tensões estatóricas trifásicas. Os eixos  $d$  e  $q$  são os eixos ditos eixo direto e eixo de quadratura, que são obtidos pela transformação de Park aplicada às tensões do motor. Estes eixos giram a mesma velocidade do motor e neles representam-se todas as variáveis do mesmo.

No diagrama estão representadas apenas as tensões de eixo direto e de quadratura com a respectiva resultante ( $V_s$ ).

Sendo  $V_s$  um fasor pode-se obtê-lo instantaneamente pela seguinte expressão:

$$V_s = |V_s| e^{-j(\epsilon + \omega_0 t)} \quad (1.1)$$

Onde:

$$|V_s| = \sqrt{V_{sd}^2 + V_{sq}^2}$$

$$\epsilon = \arctan \frac{V_{sq}}{V_{sd}}$$

Verifica-se, então, que com o conhecimento da tensão de eixo direto ( $V_{sd}$ ), tensão de eixo de quadratura ( $V_{sq}$ ) e o ângulo entre o eixo d e a referência ( $\rho$ ), que nada mais é que a evolução da velocidade no tempo ( $\omega t$ ), são suficientes para obter-se as informações necessárias ao controle das tensões de saída do inversor que alimentam o motor de indução.

Controlando a amplitude e a frequência das tensões de alimentação, e observando alguns requisitos, pode-se impor a velocidade do motor.

### 1.5 - O Uso de Microcomputador

O uso do microcomputador se faz necessário devido a complexidade da malha de controle e a dificuldade e ao custo de implementá-la analogicamente.

Cabe ao microcomputador a tarefa de calcular as informações necessárias ao comando do conversor: tensão de eixo direto ( $V_{sd}$ ), tensão de eixo em quadratura ( $V_{sq}$ ) e o ângulo entre o eixo d e a referência ( $\rho$ ), obtendo-se dos dois primeiros as informações que descrevem as grandezas do fasor tensão estática. Uma vez calculadas as grandezas, o controle através do microcomputador selecionará os pulsos de disparos das chaves do inversor para a tensão e frequências calculadas.

Outrossim este microcomputador realizara também tarefas de comunicação com o microcomputador de aquisição e con-

trole (MAC) através de mecanismo de memória compartilhada.

### 1.6 - Modulação por Largura de Pulso

Existem diversos tipos de modulação por largura de pulso (PWM - "Pulse Width Modulation") usadas em inversores para o acionamento de um motor de indução.

Para o acionamento em tensão, isto é, aquele onde a tensão é controlada existem duas modulações bastante difundidas:

- . Modulação por Largura de Pulso Senoidal
- . Modulação por Largura de Pulso Otimizada

#### 1.6.1 - Modulação PWM Senoidal [4, 6, 28, 32]

A modulação por largura de pulso senoidal (ou PWM Senoidal) é bastante utilizada nos inversores comerciais mais antigos, por ser facilmente implementada com circuitos analógicos.

A modulação PWM senoidal é obtida da comparação de um sinal senoidal (moduladora) com um sinal triangular (portadora). Os pontos de intersecção definem os instantes de comutação (Figura 1.5).

Para obter-se os três conjuntos de instantes de comutação do inversor trifásico são necessários três sinais senoidais defasados  $120^\circ$  entre si comparados com um sinal triangular.

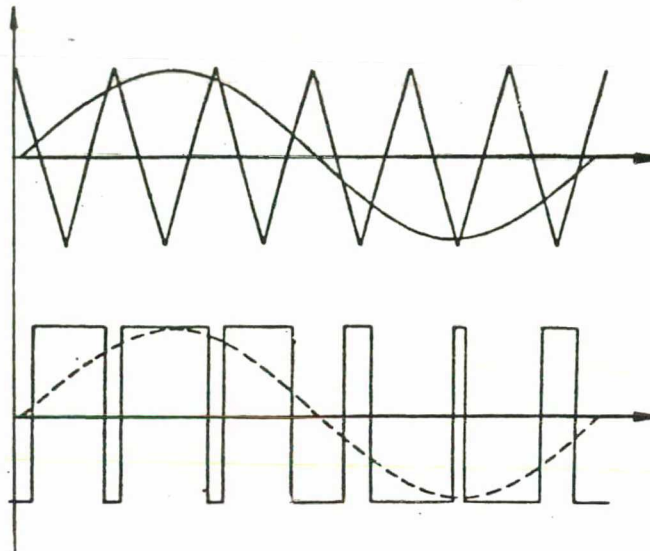


Figura 1.5 - Princípio da Modulação PWM Senoidal

A Figura 1.6 mostra um período completo da forma de onda dos instantes de comutação de uma das chaves do inversor. Observa-se que a forma de onda apresenta a componente fundamental bem caracterizada. A frequência e a amplitude desta componente fundamental podem ser controladas variando-se a frequência e a amplitude, respectivamente, do sinal senoidal.

A análise de Fourier da forma de onda da Figura 1.6 é dada pela expressão a seguir [4].

$$v(t) = m \cdot \frac{V_d}{2} \sin(\omega_s t + \phi) + \text{Termos Harmônicos da Função de Bessel} \quad (1.2)$$

Onde:

$m$  = Índice de modulação

$\omega_s$  = Frequência do sinal senoidal

$\phi$  = Ângulo de fase do sinal de saída

$V_d$  = Tensão de alimentação do inversor



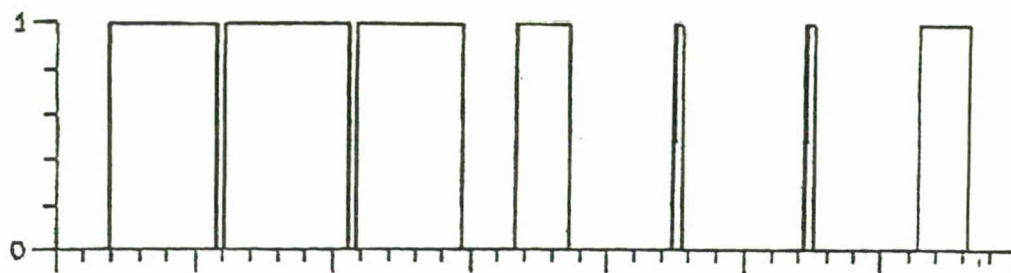


Figura 1.6 - Forma de Onda (Um Período) dos Instantes de Comutação de uma das Chaves do Inversor

O índice de modulação  $m$  é definido pela relação:

$$m = \frac{V_p}{V_T} \quad (1.3)$$

Onde:

$V_p$  = Amplitude do sinal senoidal

$V_T$  = Amplitude do sinal triangular

Idealmente o índice de modulação ( $m$ ) pode variar entre "0" e "1". Para  $m = 1$  o máximo valor de pico da fundamental é de  $0,5 V_d$ .

A forma de onda dos pulsos gerados pela modulação PWM contém, além da componente fundamental, harmônicos que resultam da combinação das frequências dos sinais senoidal e triangular segundo a relação:

$$w_{HAR} = M \cdot P \cdot w_C \pm N \cdot w_S \quad (1.4)$$

Onde:

$P$  = Relação  $w_C/w_S$

$w_S$  = Freqüência do Sinal Senoidal

$w_C$  = Freqüência do Sinal Triangular ou Portadora

$M$  e  $N$  = Inteiros sendo que  $M + N$  é impar

Para uma relação  $w_C/w_S = 7$  apresenta-se na Tabela 1.1 os harmônicos contidos nos pulsos gerados pela modulação PWM senoidal.

| M | HARMÔNICOS         |
|---|--------------------|
| 1 | $7 w_C$            |
|   | $7 w_C \pm 2 w_S$  |
|   | $7 w_C \pm 4 w_S$  |
|   | etc                |
| 2 | $14 w_C$           |
|   | $14 w_C \pm 3 w_S$ |
|   | etc                |
| 3 | $21 w_C$           |
|   | $21 w_C \pm 2 w_S$ |
|   | $21 w_C \pm 4 w_S$ |
|   | etc                |

Tabela 1.1 - Harmônicos contidos na Saída de um Inversor com Modulação PWM Senoidal e Relação  $w_C/w_S = 7$

Comprova-se que com o aumento da relação  $w_c/w_s$ , consequentemente do número de pulsos por período, melhora-se o espectro harmônico da tensão de saída do inversor. Ou seja, a amplitude dos harmônicos de baixa ordem tendem a diminuir, deslocando-se o conteúdo harmônico para uma faixa do espectro de maior frequência. Desta forma, considerando-se uma faixa do espectro próxima a componente fundamental, obtém-se uma diminuição do conteúdo harmônico.

Assim, a tendência seria aumentar infinitamente o número de pulsos obtendo-se um espectro harmônico praticamente limpo em uma grande faixa próxima a componente fundamental. Mas o número de pulsos está limitado pela máxima frequência de chaveamento dos semicondutores usados nas chaves do inversor. Para grandes potências não se conseguem semicondutores que comutem com frequências muito elevadas.

Na Figura 1.7 apresenta-se a forma de onda da tensão de uma das fases de um inversor.

O comando utilizado para a obtenção da tensão é o apresentado na Figura 1.6, e os harmônicos que aparecem no Gráfico da análise dos harmônicos são dados pela Tabela 1.1.



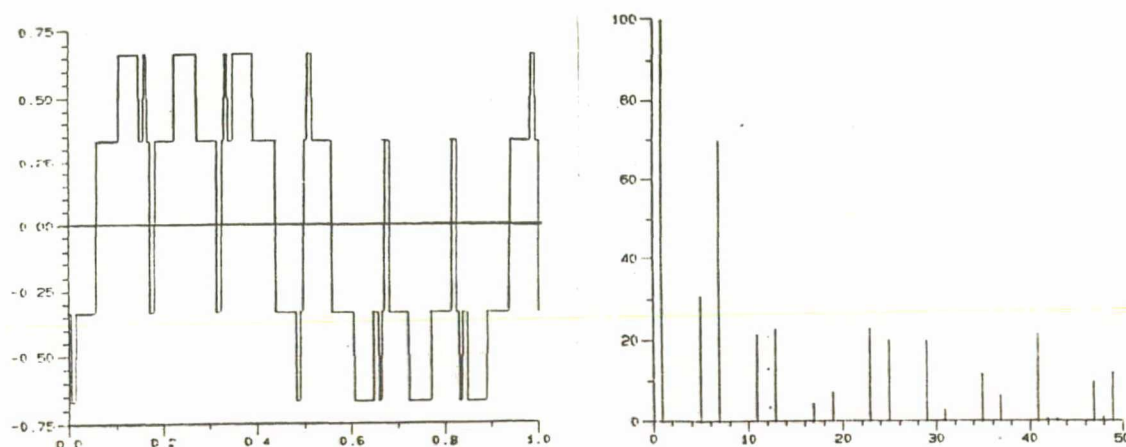


Figura 1.7 - Tensão de Fase e Análise dos Harmônicos para uma Modulação PWM Senoidal com  $w_c/w_s = 7$

#### 1.6.2 - Modulação PWM Otimizada [4, 8, 28, 29, 30, 31, 32, 42]

A modulação por largura de pulso otimizada (PWM Otimizada) passou a ser muito estudada recentemente por permitir a eliminação de harmônicos, além de regular a componente fundamental, na saída do inversor.

Esta modulação já é conhecida a muito tempo, mas com as facilidades cada vez maiores oferecidas pelos circuitos digitais e microprocessadores atuais, passou a ser utilizada em conversores comerciais de última geração.

A eliminação de harmônicos e a regulação da componente fundamental, neste tipo de modulação, é feita observando-se certas restrições. As simetrias de 1/4 de onda e de 1/2 onda são imprescindíveis.

A Figura 1.8 mostra um período da forma de onda

de um comando PWM otimizado. Pode ser mostrado que com os ângulos  $\alpha_1$ ,  $\alpha_2$  e  $\alpha_3$  pode-se eliminar dois harmônicos e controlar a componente fundamental da tensão de saída de um inversor que utilize este comando.

Com a inclusão de mais ângulos pode-se eliminar um número maior de harmônicos.

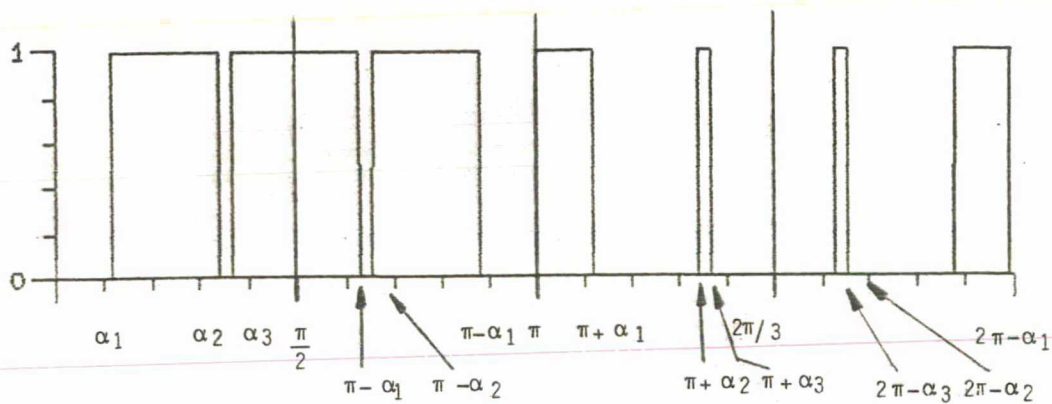


Figura 1.8 - Período Completo da Forma de Onda de um Comando PWM Otimizado para Eliminação de Dois Harmônicos e Regulação da Componente Fundamental

A série de Fourier da forma de onda da Figura 1.8 pode ser escrita da seguinte forma:

$$v(t) = \sum_{n=1}^{\infty} (a_n \cos n\omega t + b_n \sin n\omega t) \quad (1.5)$$

Onde:

$$a_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} v(t) \cos nwt \, dwt$$

$$b_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} v(t) \sin nwt \, dwt$$

Como a forma de onda possui simetria de quarto de onda a série é composta apenas por termos em seno ímpares

$$a_n = 0 \quad (1.6)$$

$$b_n = \frac{4}{\pi} \int_0^{\pi/2} v(t) \sin nwt \, dwt \quad (1.7)$$

Assumindo amplitude unitária para os pulsos e expandindo a expressão (1.7) tem-se:

$$b_n = \frac{4}{\pi} \left[ \int_0^{\alpha_1} (+1) \sin nwt \, dwt + \int_{\alpha_1}^{\alpha_2} (-1) \sin nwt \, dwt + \dots + \right. \\ \left. + \int_{\alpha_{k-1}}^{\alpha_k} (-1)^{k-1} \sin nwt \, dwt + \int_{\alpha_k}^{\pi/2} (+1) \sin nwt \, dwt \right] \quad (1.8)$$

Usando a relação

$$\int_{\theta_1}^{\theta_2} \text{sen } nwt \, dwt = \frac{1}{n} (\cos n\theta_1 - \cos n\theta_2)$$

O primeiro e o último termo resultam

$$\int_0^{\alpha_1} (+1) \text{sen } nwt \, dwt = \frac{1}{n} (1 - \cos n\alpha_1) \quad (1.9)$$

$$\int_{\alpha_k}^{\pi/2} (+1) \text{sen } nwt \, dwt = \frac{1}{n} \cos n\alpha_k \quad (1.10)$$

Integrando os outros termos da equação (1.8) e substituindo (1.9) e (1.10) obtém-se:

$$b_n = \frac{4}{n\pi} [1 + 2 (-\cos n\alpha_1 + \cos n\alpha_2 - \dots + \cos n\alpha_k)] \quad (1.11)$$

Na forma geral

$$b_n = \frac{4}{n\pi} (1 + 2 \sum_{k=1}^k (-1)^k \cos n\alpha_k) \quad (1.12)$$

A expressão (1.12) é função de k variáveis sendo necessários k equações para sua solução.

Com k ângulos pode-se controlar a fundamental e eliminar k-1 harmônicos.

As equações necessárias a solução do sistema são não

lineares e transcendentais portanto devem ser resolvidas numericamente.

Para obtenção dos ângulos é usado um programa de otimização de inversores trifásicos [28] (INV2NT) que resolve o conjunto de equações numericamente pelo método do gradiente simplificado. Na Figura 1.9 apresenta-se a tensão de fase de um inversor com modulação PWM otimizada.

Pela análise harmônica observa-se a ausência dos harmônicos de 5ª e 7ª ordem. Os harmônicos múltiplos, de três são eliminados com o sistema trifásico de saída do inversor em estrela com neutro isolado.

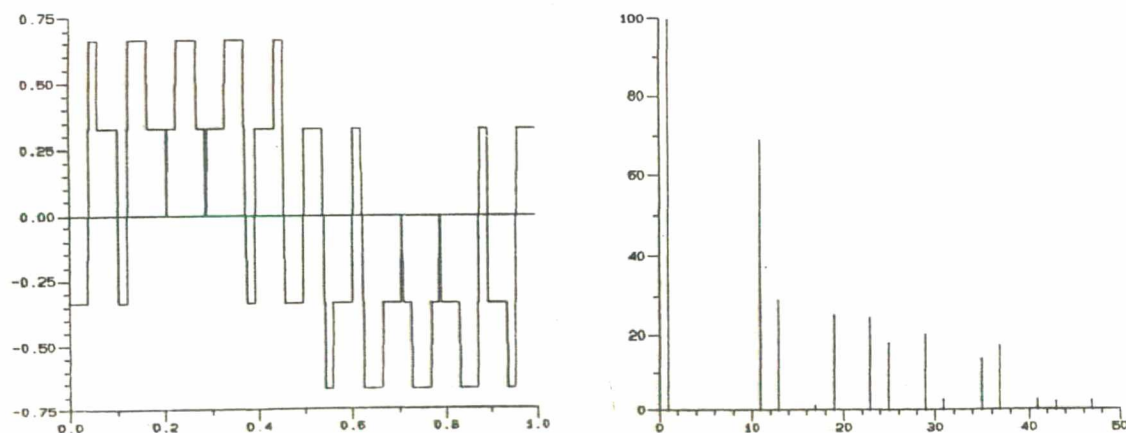


Figura 1.9 - Tensão de Fase Otimizada (7 Pulsos por Período) e Respectiva Análise dos Harmônicos. Eliminação dos Harmônicos de 5ª e 7ª Ordens



## 1.7 - Efeitos dos Harmônicos no Motor de Indução [4, 7, 37, 38]

O uso de conversores para controle de velocidade em motores de corrente alternada causam uma série de efeitos que devem ser observados. Os harmônicos contidos na saída do conversor podem causar perdas e torques parasitas comprometendo o rendimento do motor.

### 1.7.1 - Perdas por Aquecimento

Com o motor alimentado por um inversor de tensão as tensões estatóricas podem ser decompostas em componente fundamental e harmônicos pela análise de Fourier como mostrado a seguir:

[3, 4]

$$V_{s1} = V_1 \text{ sen } \omega t + V_5 \text{ sen } 5 \omega t + V_7 \text{ sen } 7 \omega t + \dots \quad (1.13)$$

$$V_{s2} = V_1 \text{ sen } (\omega t - 120) + V_5 \text{ sen } (5 \omega t + 120) + V_7 \text{ sen } (7 \omega t - 120) + \dots \quad (1.14)$$

$$V_{s3} = V_1 \text{ sen } (\omega t + 120) + V_5 \text{ sen } (5 \omega t - 120) + V_7 \text{ sen } (7 \omega t + 120) + \dots \quad (1.15)$$

Para cada harmônico o modelo do motor pode ser representado pelo circuito equivalente da Figura 1.10 [4].

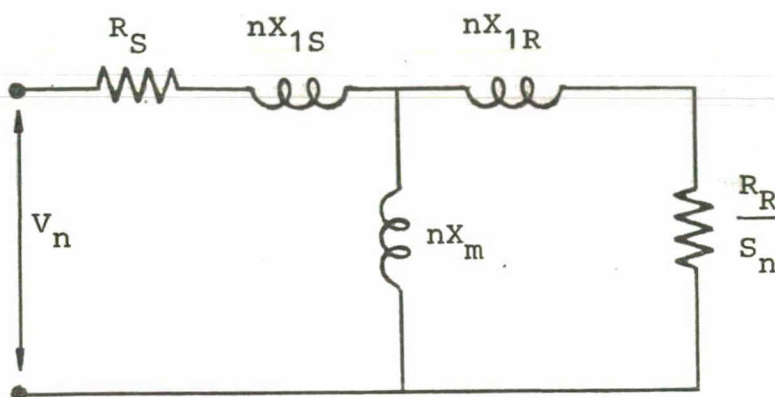


Figura 1.10 - Circuito Equivalente do Motor de Indução para o Harmônico de Ordem  $n$

Onde:

- $R_S$  = Resistência do Estator
- $X_{1S}$  = Reatância Estatórica para Componente Fundamental
- $X_{1R}$  = Reatância Rotórica para Componente Fundamental
- $R_R$  = Resistência do Rotor
- $X_m$  = Reatância Magnetizante
- $S_n$  = Escorregamento para Harmônico de Ordem  $n$

Com o uso do circuito equivalente a corrente pode ser calculada usando-se o princípio da superposição.

Das equações 1.13, 1.14 e 1.15 observa-se que o harmônico de ordem 5ª possui uma sequência de fase negativa, portanto seu campo magnético gira no sentido contrário ao sentido de rotação do motor com velocidade  $5\omega_0$ . Observa-se, do mesmo modo, que o campo do harmônico de ordem 7ª gira no sentido direto com velocidade  $7\omega_0$ .

Sendo a velocidade do rotor relacionada com a componente fundamental, este pode ser considerado estacionário em relação aos campos magnéticos dos harmônicos (considerando-se  $S_n \approx 1$ ).

Matematicamente o escorregamento para o harmônico de ordem  $n$  pode ser dado pela expressão (1.16), onde

$$S_n = \frac{n \omega_0 \mp \omega_R}{n \omega_0} \quad (1.16)$$

O sinal negativo indica a rotação do campo magnético no sentido direto e o sinal positivo indica a rotação no sentido contrário ao campo magnético da componente fundamental.

Substituindo  $\omega_R/\omega_0$  por  $1-S$  na equação 1.16 tem-se:

$$S_n = \frac{(n \mp 1) \pm S_1}{n} \quad (1.17)$$

A partir do circuito equivalente do motor e fazendo-se as seguintes considerações:

- $S_n \approx 1$
- $nX_m \rightarrow \infty$
- $(nX_{1S} + nX_{1R}) \gg (R_S + R_R)$

Obtém-se a expressão da corrente para o harmônico de ordem  $n$ :

$$I_n = \frac{V_n}{n (X_{1S} + X_{1R})} \quad (1.18)$$

A corrente eficaz é dada pela expressão:

$$I_{ef} = \sqrt{I_5^2 + I_7^2 + I_{11}^2 + \dots} = \sqrt{\sum_{n=5,7} I_n^2} \quad (1.19)$$

Finalmente pode-se calcular as perdas no cobre para o estator e rotor:

$$P_S = 3 (I_{S1}^2 + I_H^2) R_S \quad (1.20)$$

$$P_R = 3 (I_{R1}^2 + I_H^2) R_R \quad (1.21)$$

Onde:

$I_{S1}$  = Corrente Estatórica Fundamental

$I_{R1}$  = Corrente Rotórica Fundamental

As expressões (1.20) e (1.21) fornecem apenas um valor aproximado das perdas no motor devido a presença de harmônicos na tensão de alimentação. Uma avaliação mais rigorosa teria que levar em conta as perdas no núcleo, a variação das resistências com a temperatura, o efeito SKIN e a variação das indutâncias com a saturação.

### 1.7.2 - Torques Parasitas

O torque no motor é produzido pela interação do fluxo mútuo e a corrente do rotor como mostrado na expressão (1.22) [1, 2, 4].

$$T = \phi_m I_R \text{ sen } \delta \quad (1.22)$$

Onde  $\delta$  é o ângulo entre o fluxo e a corrente.

Para as componentes na frequência fundamental, na ausência de harmônicos, o ângulo  $\delta$  se mantém constante e um torque constante é produzido.

Com a existência de harmônicos de fluxo, harmônicos de corrente da mesma ordem são induzidos no rotor. A interação de fluxos e correntes do rotor de diferentes frequências produzem variação do ângulo  $\delta$  com o tempo. Esta variação, por sua vez, produz pulsações no torque.

As pulsações de torque podem ser calculadas pela superposição dos fasores do fluxo e da corrente do rotor, nas várias frequências, em um simples diagrama fasorial. (Figura 1.11)



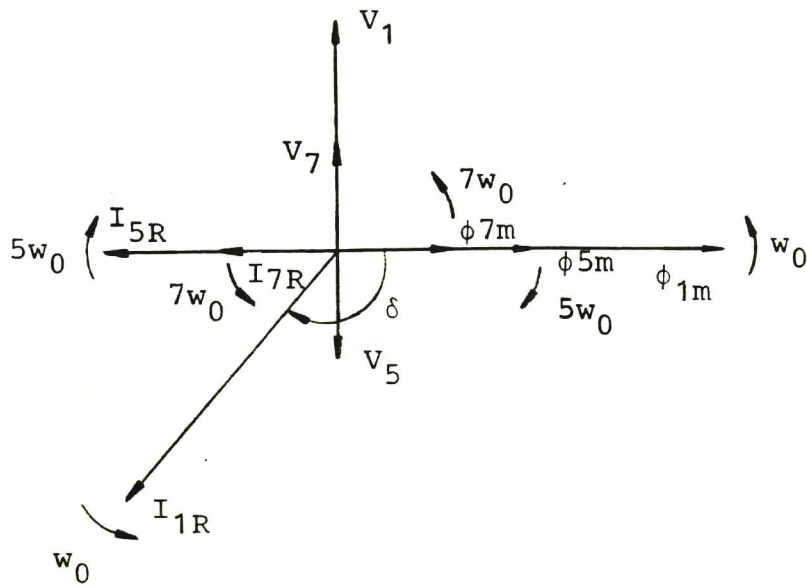


Figura 1.11 - Diagrama Fasorial do Fluxo e Corrente Rotórica para as Componentes Fundamentais, de 5ª e 7ª Ordem

Na Figura 1.11 são considerados os efeitos da componente fundamental e dos harmônicos de 5ª e 7ª ordem da tensão de alimentação. Cada harmônico de tensão causa um fluxo e uma corrente rotórica correspondentes.

As componentes fundamental e de 7ª ordem giram no sentido anti-horário com velocidades  $w_0$  e  $7w_0$ , respectivamente. As componentes de 5ª ordem giram no sentido horário com velocidade  $5w_0$ .

A Figura 1.12 é derivada da Figura 1.11 onde considera-se que as componentes fundamentais giram a uma velocidade  $w_0$  no sentido horário, de tal forma que fiquem estacionários.

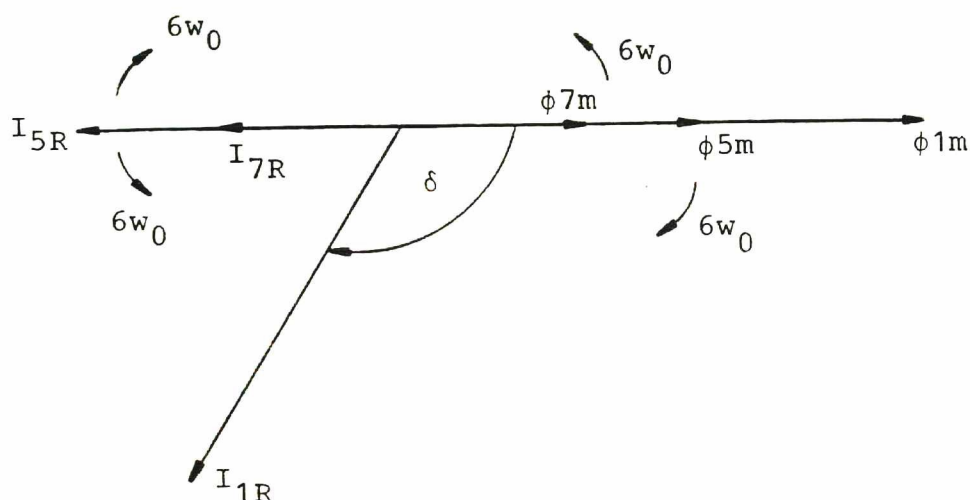


Figura 1.12 - Diagrama Fasorial dos Componentes de 5ª e 7ª Ordem do Fluxo e da Corrente Rotórica considerando-se os componentes Fundamentais como estacionárias

Do diagrama da Figura 1.12 observa-se que o harmônico de 6ª ordem do torque é originado pela interação do fluxo fundamental com os harmônicos de 5ª e 7ª ordem da corrente rotórica e da interação da corrente rotórica fundamental com os harmônicos de 5ª e 7ª ordens do fluxo.

Matematicamente o torque de 6º harmônico pode ser calculado pela expressão (1.23).

$$T_{6H} = K [\phi_{1m} I_{7R} \sin (\pi - 6 \omega t) + \phi_{7m} I_{1R} \sin (\delta + 6 \omega t) + \phi_{1m} I_{5R} \sin (\pi + 6 \omega t) + \phi_{5m} I_{1R} \sin (\delta - 6 \omega t)] \quad (1.23)$$

Rearranjando os termos:

$$T_{6H} = K [\phi_{1m} (I_{7R} - I_{5R}) \sin 6 \omega t + I_{1R} (\phi_{7m} + \phi_{5m}) \cos 6 \omega t] \quad (1.24)$$

Onde:  $\delta = 90^\circ$

Desde que os harmônicos de fluxo sejam pequenos, o segundo termo pode ser desprezado, obtendo-se

$$T_{6H} = K [\phi_{1m} (I_{7R} - I_{5R}) \sin 6 \omega t] \quad (1.25)$$

As pulsações de torque tendem a causar vibrações no eixo do motor. As vibrações são extremamente prejudiciais se a frequência de pulsação é menor ou próxima da frequência de ressonância mecânica do conjunto motor e carga. Neste caso as vibrações causam fadiga, desgaste nos dentes das engrenagens e um mau desempenho na malha de controle, além de ruído audível.

No caso das pulsações serem de alta frequência as vibrações são eliminadas pela inércia do sistema mecânico.

## 1.8 - Conclusão

uso do motor de indução como servomotor necessita de um vasto conhecimento. A escolha do conversor correto, o uso de comandos com modulações convenientes podem tornar o servomotor de indução muito vantajoso.

Para o acionamento do motor de indução através de inversor de tensão ficou patente a importância da modulação no comando do mesmo. A presença de harmônicos de baixa ordem na alimentação do motor comprometem o sistema causando vibrações, ruídos e terminando por ocasionar um mau desempenho na malha de controle.

O uso do microprocessador no comando do inversor facilita a implementação das novas técnicas de modulação PWM, com eliminação de harmônicos e consequentemente otimização das tensões de saída.

Resultados ainda melhores que os pretendidos podem ser conseguidos com o surgimento de chaves rápidas para potências cada vez maiores.

## C A P Í T U L O   I I

### ESTUDO DA INFLUÊNCIA DA ALIMENTAÇÃO NO TORQUE DE UM MOTOR DE INDUÇÃO

#### 2.1 - Introdução

Conforme verificado no Capítulo I, o tipo de modulação utilizada influi no comportamento do torque. Uma modulação que apresente como resultado tensões com harmônicos da baixa ordem torna inviável sua aplicação em conversores para acionamento de servomotores.

Mostra-se, neste Capítulo simulações do motor de indução alimentado pela rede e por inversor de tensão com diferentes modulações. A comparação dos diferentes modos de se alimentar o motor de indução servirá para comprovar a eficiência da modulação escolhida para o estudo.

#### 2.2 - Simulações do Motor de Indução

Os resultados a seguir referem-se a simulação do motor de indução através do Programa ANSIC [3] e do Programa INVERSOR.

O Programa ANSIC simula o motor de indução usando o modelo de Park. A cada instante são calculados o torque velocidade, correntes estatóricas e fluxos através das equações do modelo de Park. As equações são resolvidas iterativamente usando



do-se o método de Runge-Kutta de 4ª Ordem, e aplicando-se a seguir as anti-transformadas de Park e  $\alpha\beta 0$  resultando nas grandes trifásicas que são armazenadas em arquivo para posteriormente serem representadas na forma de curvas.

O Programa INVERSOR trata os dados dos arquivos de instantes de comutação para a modulação desejada e constitui as tensões de fase trifásicas que serão usadas como alimentação no programa de simulação do motor de indução. O Programa INVERSOR permite ainda que se crie tensões contendo períodos com diferentes números de pulsos, podendo-se simular a troca do número de pulsos durante a simulação do motor de indução. As curvas de tensão das Figuras 1.7 e 1.9 foram obtidas com o Programa INVERSOR a partir dos instantes de comutação representados nas Figuras 1.6 e 1.8 respectivamente.

Dados do motor utilizado nas simulações:

- . Números pares de Polos = 2
- . Resistência do estator por fase =  $0,88\Omega$
- . Resistência do rotor por fase =  $1,14\Omega$
- . Indutância de dispersão do estator =  $0,003\text{ H}$
- . Indutância de dispersão do rotor  
referida ao estator =  $0,003\text{ H}$
- . Indutância magnetizante medida em  
relação ao estator =  $0,091\text{ H}$
- . Tensão nominal =  $127\text{ V}$
- . Frequência nominal =  $50\text{ Hz}$

Parâmetros mecânicos dos acionamentos:

- . Coeficiente de atrito =  $0,08\text{ N} \cdot \text{m/rad/s}$
- . Momento de inércia =  $0,04\text{ N} \cdot \text{m/rad/s}^2$

### 2.2.1 - Motor Alimentado por Tensões Senoidais

Este caso é apresentado para que se observe as respostas do motor de indução alimentado pela rede e submetido a carga nominal ( $T = 12 \text{ N.m}$ ). Obviamente este tipo de alimentação do motor de indução não permite variar a velocidade de modo a se obter as características de funcionamento de um servomotor de indução. Esta simulação é apresentada como referência de comparação para as outras simulações onde procurou-se manter a mesma velocidade, torque e fluxo.

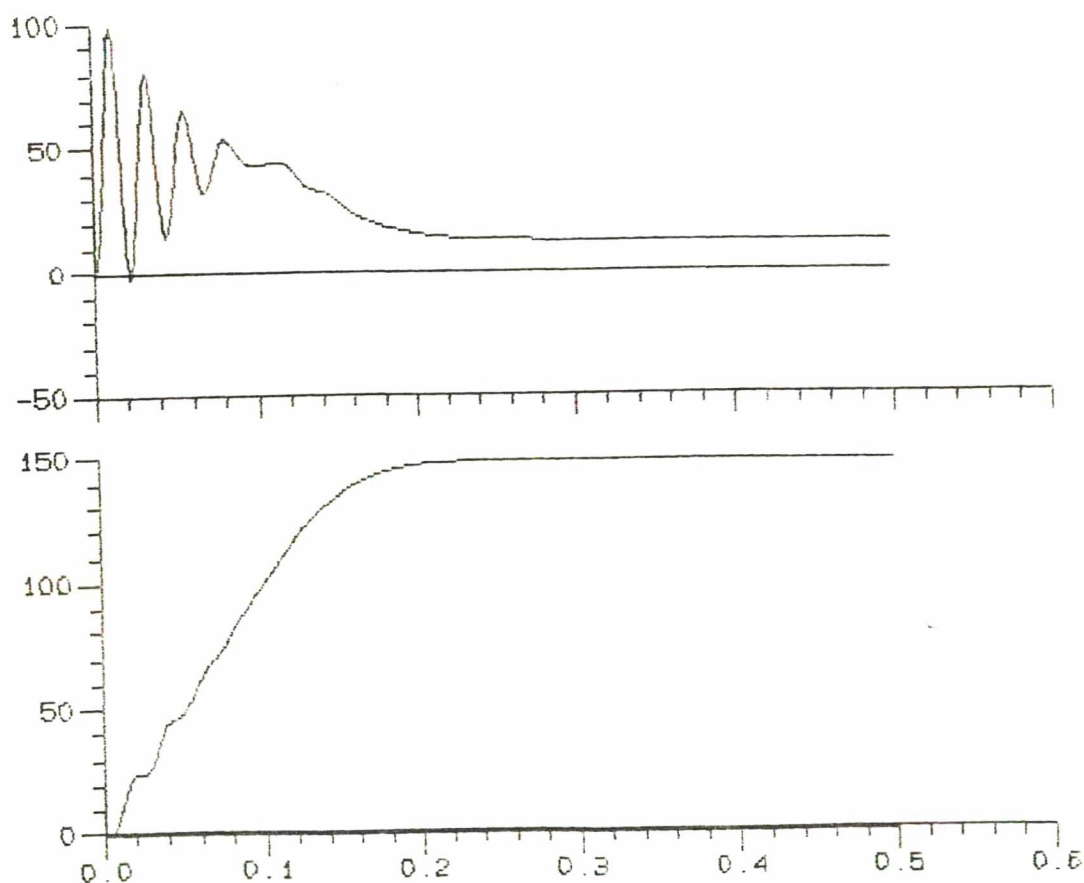


Figura 2.1 - Curvas de Torque e Velocidade para o Motor de Indução Alimentado com Tensões Senoidais

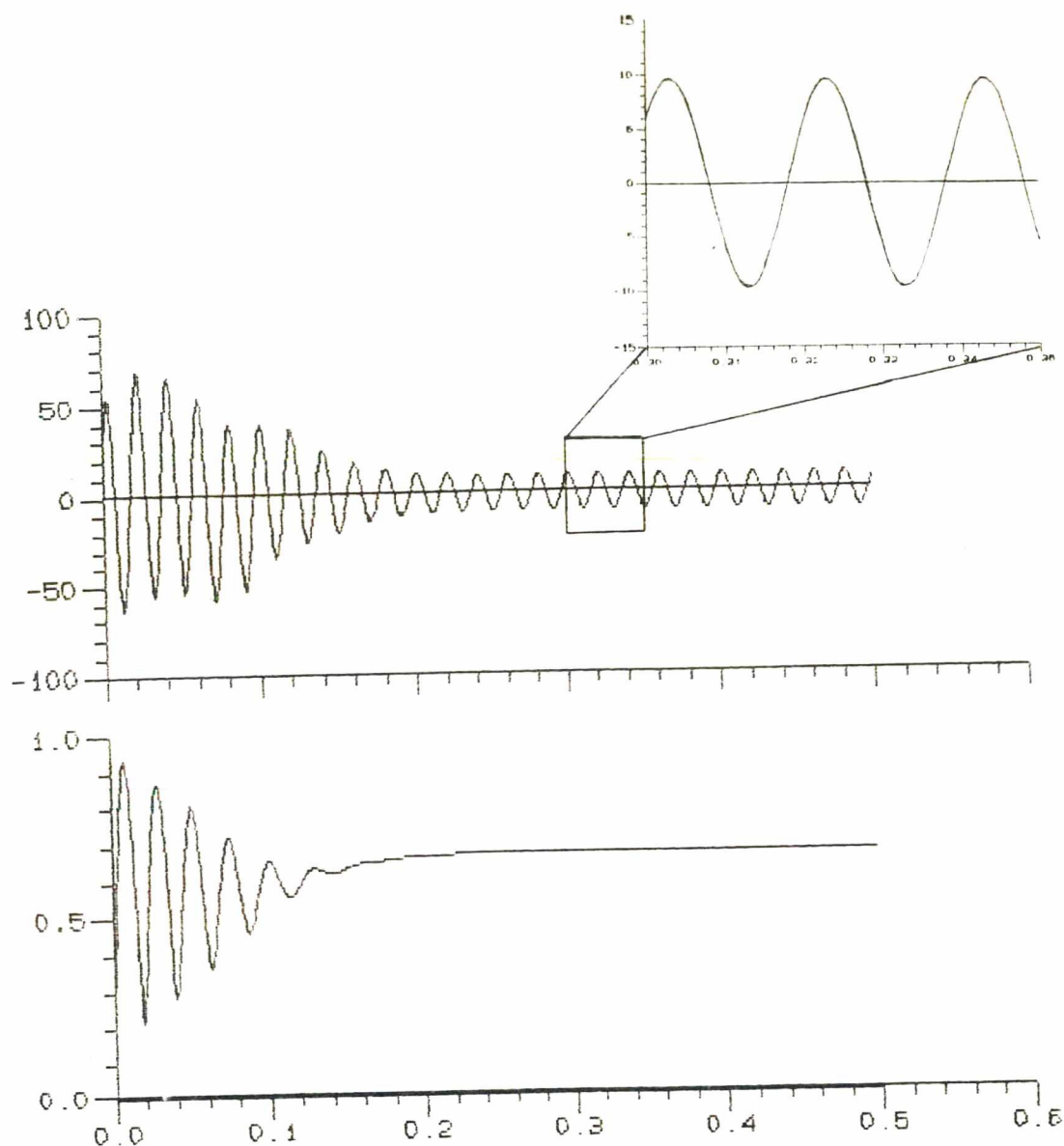


Figura 2.2 - Curvas de Corrente Estat6rica e Fluxo Rot6rico para M.I. Alimentado por Tens6es Senoidais.

Observa-se na Figura 2.1 as curvas de torque e velocidade do motor de induc63o desde a partida at6 atingir o regime permanente. As condi636es de regime permanente s6o as mais pr6ximas das condi636es nominais do motor. Na Figura 2.2 observa-se que a corrente de regime permanente 6 senoidal pura, n6o h6 qualquer harm6nico, como era de se esperar.

Nas condições da alimentação apresentada o motor possui um ótimo rendimento, sendo estas condições as ideais para serem alcançadas pelas modulações apresentadas a seguir.

### 2.2.2 - Motor Alimentado por Inversor tipo $180^\circ$

Este tipo de acionamento é utilizado em motores onde se deseja apenas o controle da velocidade. Esta simulação foi incluída para que se observe o efeito dos harmônicos de baixa ordem presentes na corrente estatórica devido a existência dos mesmos na tensão de alimentação (Figura 2.3).

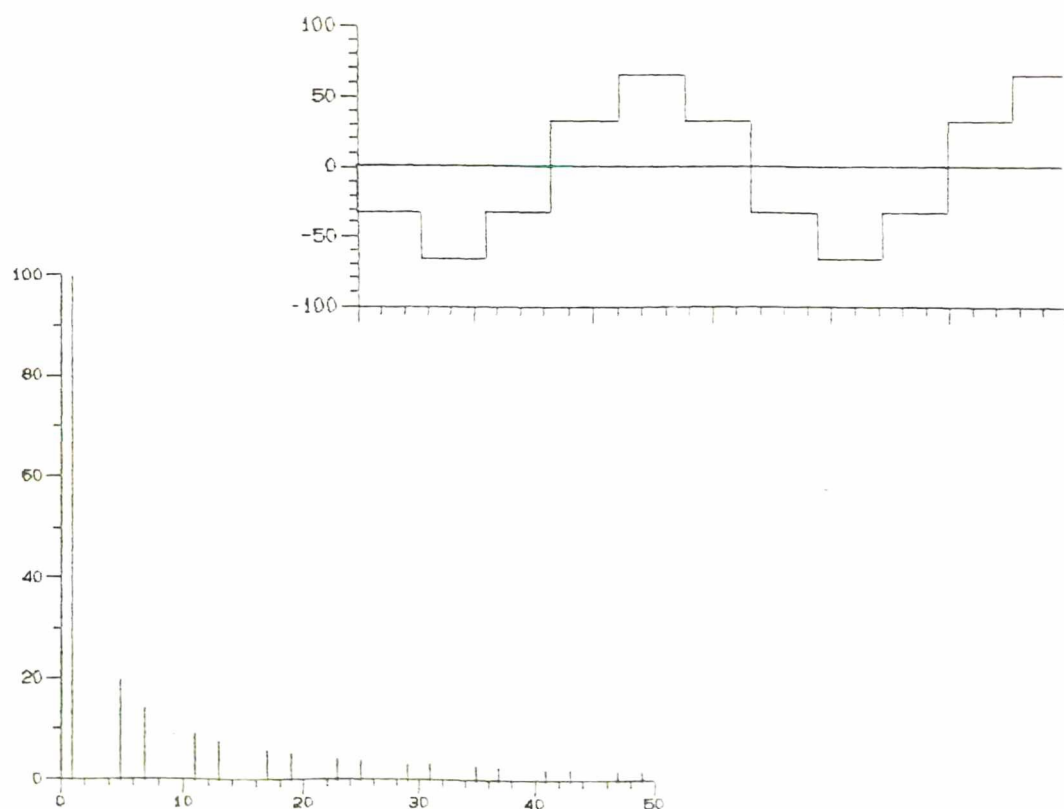


Figura 2.3 - Tensão de Fase do Inversor  $180^\circ$  e Análise Harmônica

A presença dos harmônicos de 5ª e 7ª ordens na tensão de alimentação (Figura 2.3), provocam o aparecimento de harmônicos de mesma ordem na corrente rotórica e no fluxo mútuo.

A interação destes harmônicos origina o harmônico de 6ª ordem no torque (Figura 2.4 e 2.5).

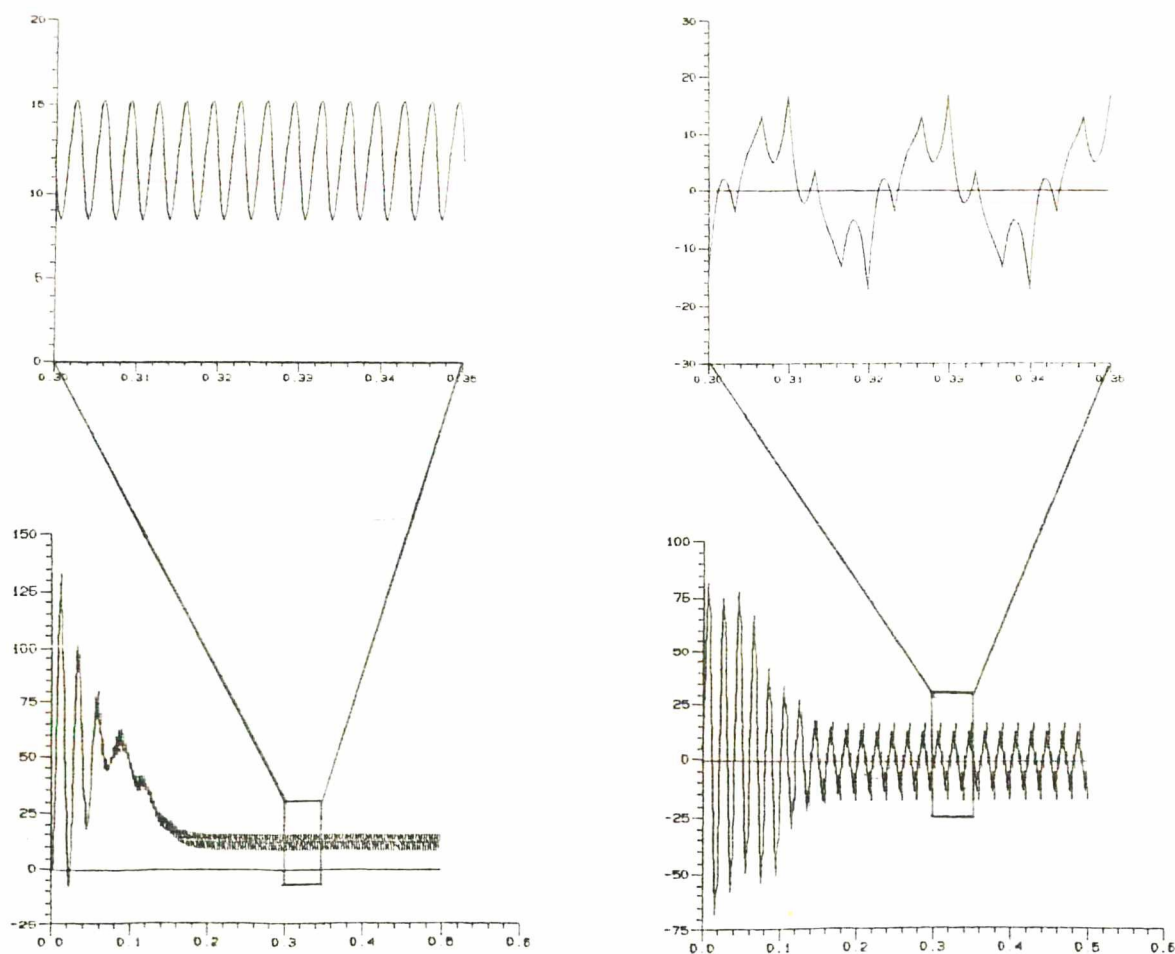


Figura 2.4 - Torque e Corrente para o Motor Alimentado por Inversor tipo 180°



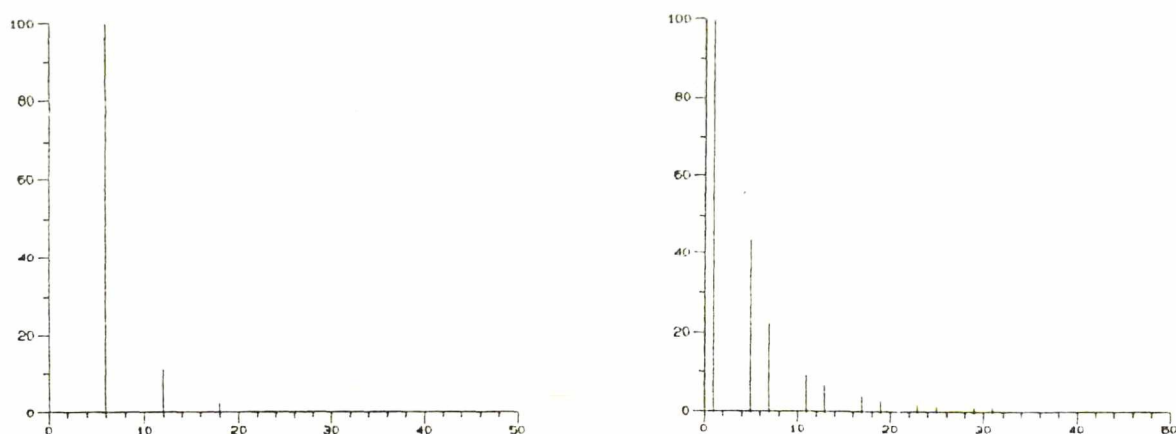


Figura 2.5 - Análise dos Harmônicos do Torque e da Corrente Estatística onde  $T = 12 \text{ N.m}$  (não representado) e  $T_{6h} = 3,33 \text{ N.m}$  (100% do gráfico).

Pela análise dos harmônicos do torque observa-se que o 6º harmônico tem amplitude bastante elevada (3,33 N.m) representando 28% do torque de carga (12 N.m). A presença deste harmônico inviabiliza este tipo de comando para inversores que acionam motores de indução onde o controle de velocidade e posição são desejados.

### 2.2.3 - Motor Alimentado por Inversor PWM Senoidal

O inversor com modulação PWM senoidal tem sido muito usado para acionamento de motores de indução. Como já foi mencionado anteriormente, ele é bastante vantajoso para um grande número de pulsos por período.

Na impossibilidade de se usar um número de pulsos grande ele se torna problemático.

A simulação foi feita utilizando-se 7 pulsos por período. Como pode-se observar na Figura 1.7 a tensão de alimentação possui muitos harmônicos, os de 5ª e 7ª ordem são os mais significativos.

A Figura 2.6 mostra a corrente no motor e o torque resultante.

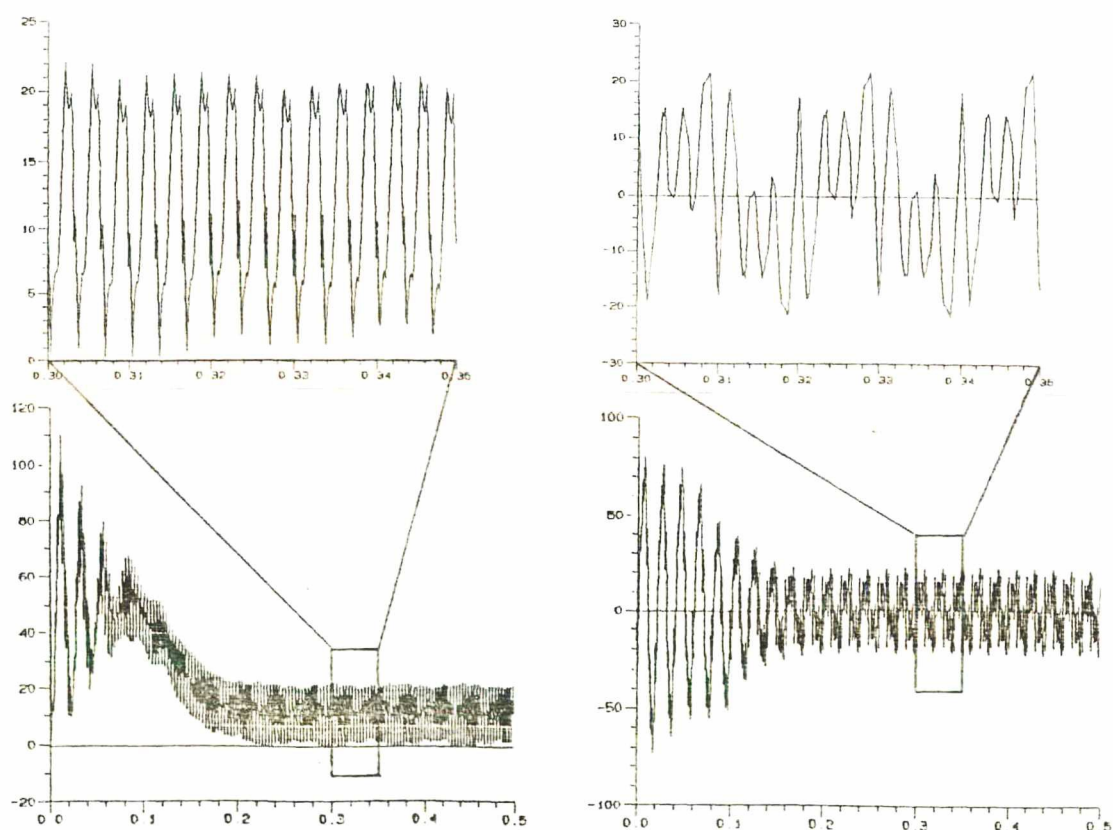


Figura 2.6 - Torque e Corrente Estatórica para Motor Alimentado com Inversor PWM Senoidal com 7 Pulsos por Período

Na Figura 2.7 observa-se que o harmônico de 6ª ordem do torque é bastante elevado tornando este acionamento não recomendável para servomotores.

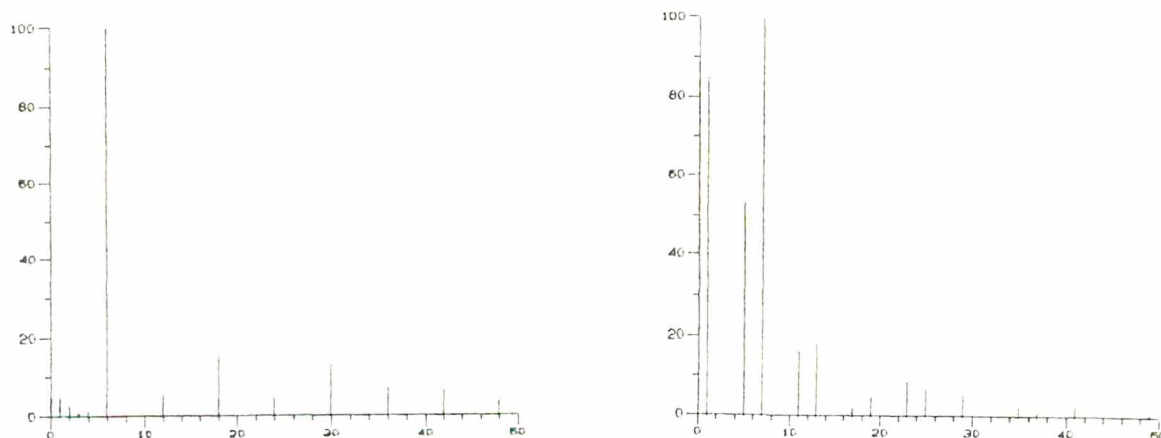


Figura 2.7 - Análise dos Harmônicos do Torque e da Corrente Estatórica onde  $T = 12 \text{ N.m}$  e  $T_{6h} = 8,65 \text{ N.m}$

O valor do torque de 6ª ordem é  $8,65 \text{ N.m}$  o que representa 72% do torque de carga do motor que é  $12 \text{ N.m}$ , comprovando-se assim o péssimo resultado obtido com a modulação senoidal utilizando baixo número de pulsos.

#### 2.2.4 - Motor Alimentado por Inversor PWM Otimizado

Nesta simulação o motor é alimentado por tensões otimizadas onde os harmônicos de ordem 5ª e 7ª foram eliminados (Figura 1.9). Na Figura 2.8 apresenta-se a corrente estatórica e o torque para este tipo de alimentação. O torque apresenta oscilações maiores que os casos anteriores mas como estas oscilações são em frequências bastante altas, seus efeitos são menores devido a inércia apresentada na maioria dos motores.

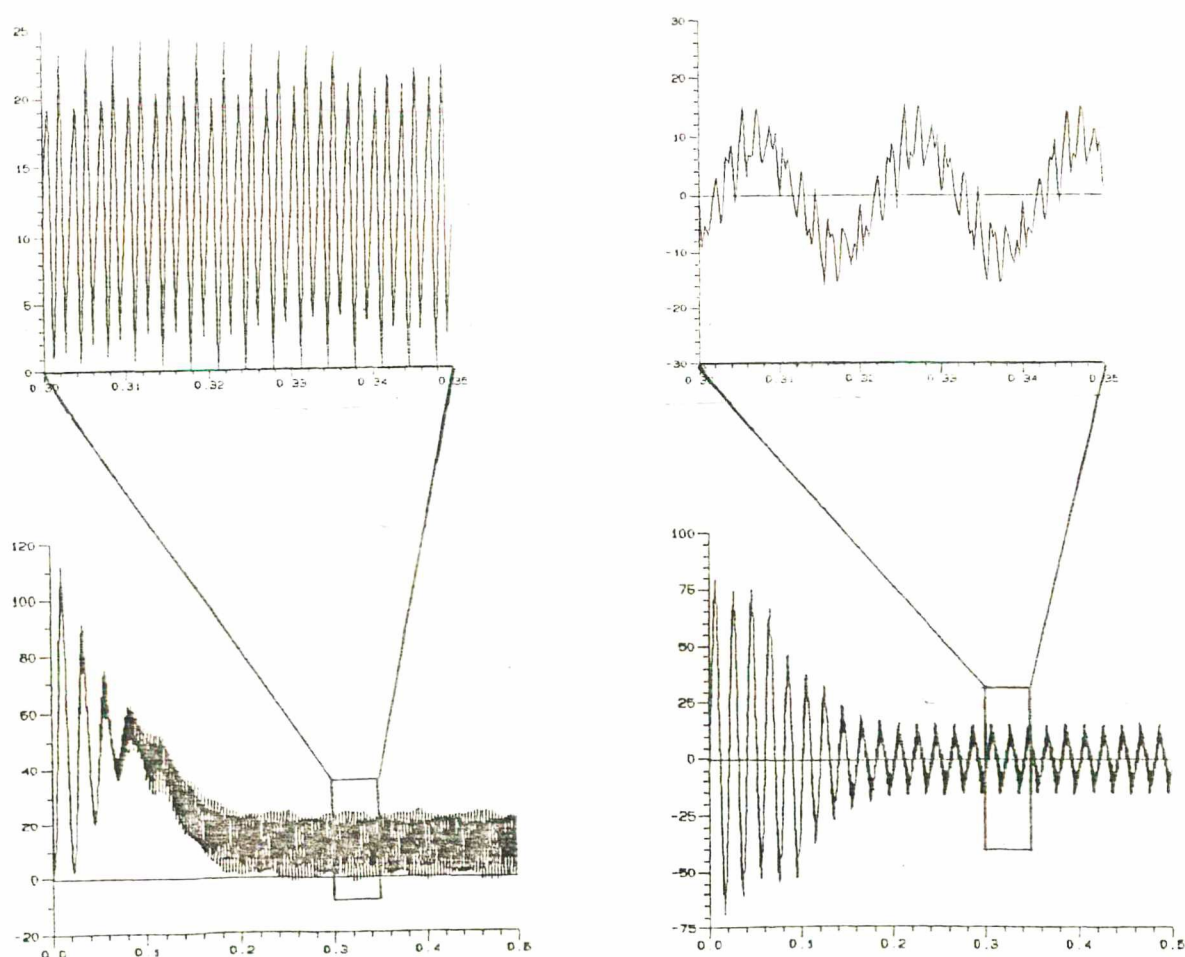


Figura 2.8 - Torque e Corrente Estatórica para Motor Acionado por Inversor PWM Otimizado com 7 Pulsos por Período.

A análise dos harmônicos (Figura 2.9) mostra a ausência dos harmônicos de 5ª e 7ª ordem na corrente estatórica. Na análise do torque percebe-se o aparecimento do harmônico de 12ª ordem resultante da interação dos harmônicos de 11ª e 13ª ordem da corrente e do fluxo mútuo.

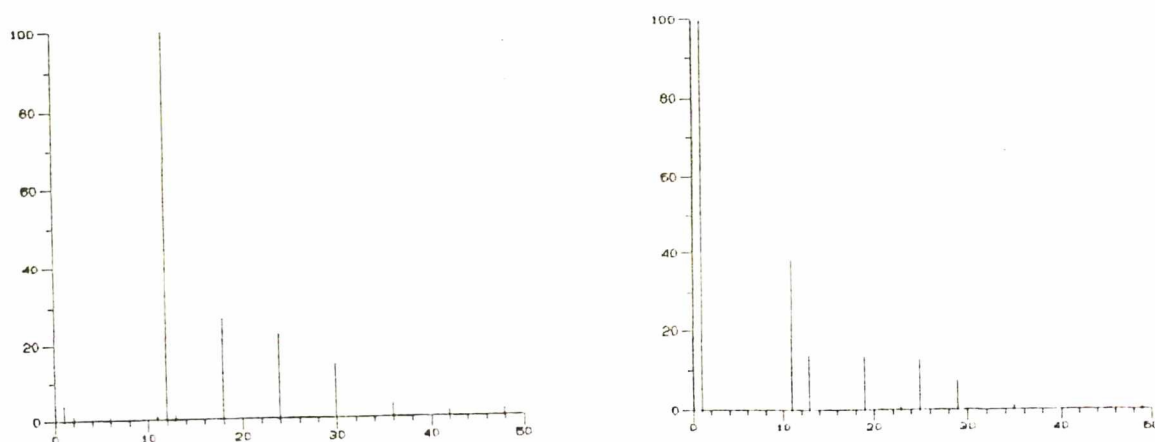


Figura 2.9 - Análise dos Harmônicos do Torque e da Corrente onde  $T = 12 \text{ N.m}$  e  $T_{12h} = 8,24 \text{ N.m}$

O harmônico de torque de 12ª ordem apresenta amplitude bastante alta (8,25 N.m) representando 69% do torque de carga (12 N.m) mas sua frequência é o dobro da frequência dos harmônicos dos dois casos anteriores e portanto gera menos problemas sendo que as oscilações que poderia causar no eixo do motor são amenizadas ou mesmo eliminadas pela inércia do conjunto motor e carga.



### 2.2.5 - Motor Alimentado por Inversor PWM Otimizado usando-se 27 Pulsos por Período

Apresenta-se uma simulação com o motor alimentado por tensões com 27 pulsos por período de forma a eliminar-se os harmônicos de 5ª, 7ª, 11ª, 13ª, 17ª, 19ª, 23ª, 25ª, 29ª, 31ª, 35ª e 37ª ordens.

O caso apresentado possui uma diferença de filosofia em relação a modulação otimizada anterior. Preferiu-se não eliminar os últimos 7 harmônicos mas apenas minimiza-los de tal forma que se consiga minimizar também os 4 harmônicos seguintes. Desta forma obtem-se um espectro harmônico mais uniforme onde o harmônico que teria a mais alta amplitude (41ª ordem) sofre uma diminuição, em consequência os harmônicos próximos aumentam assumindo a parte retirada do harmônico minimizado.

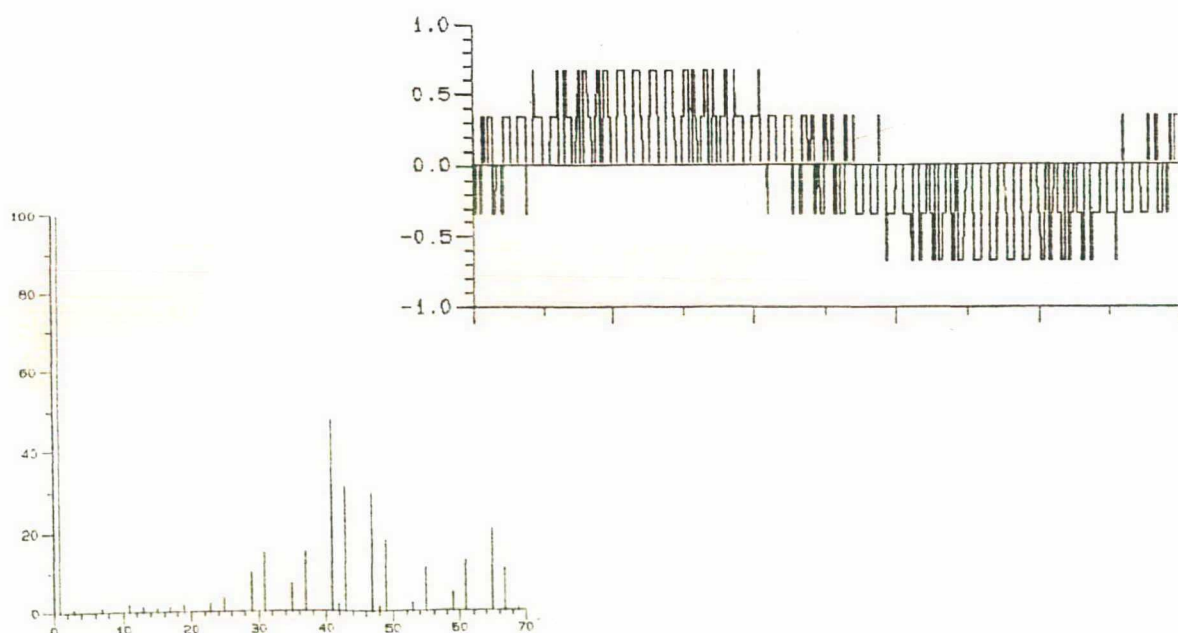


Figura 2.10 - Tensão de Fase e Análise Harmônica para Modulação PWM Otimizada com 27 Pulsos por Período

Na Figura 2.11 apresenta-se a corrente estatórica e o torque do motor alimentado pelas tensões com 27 pulsos por período.

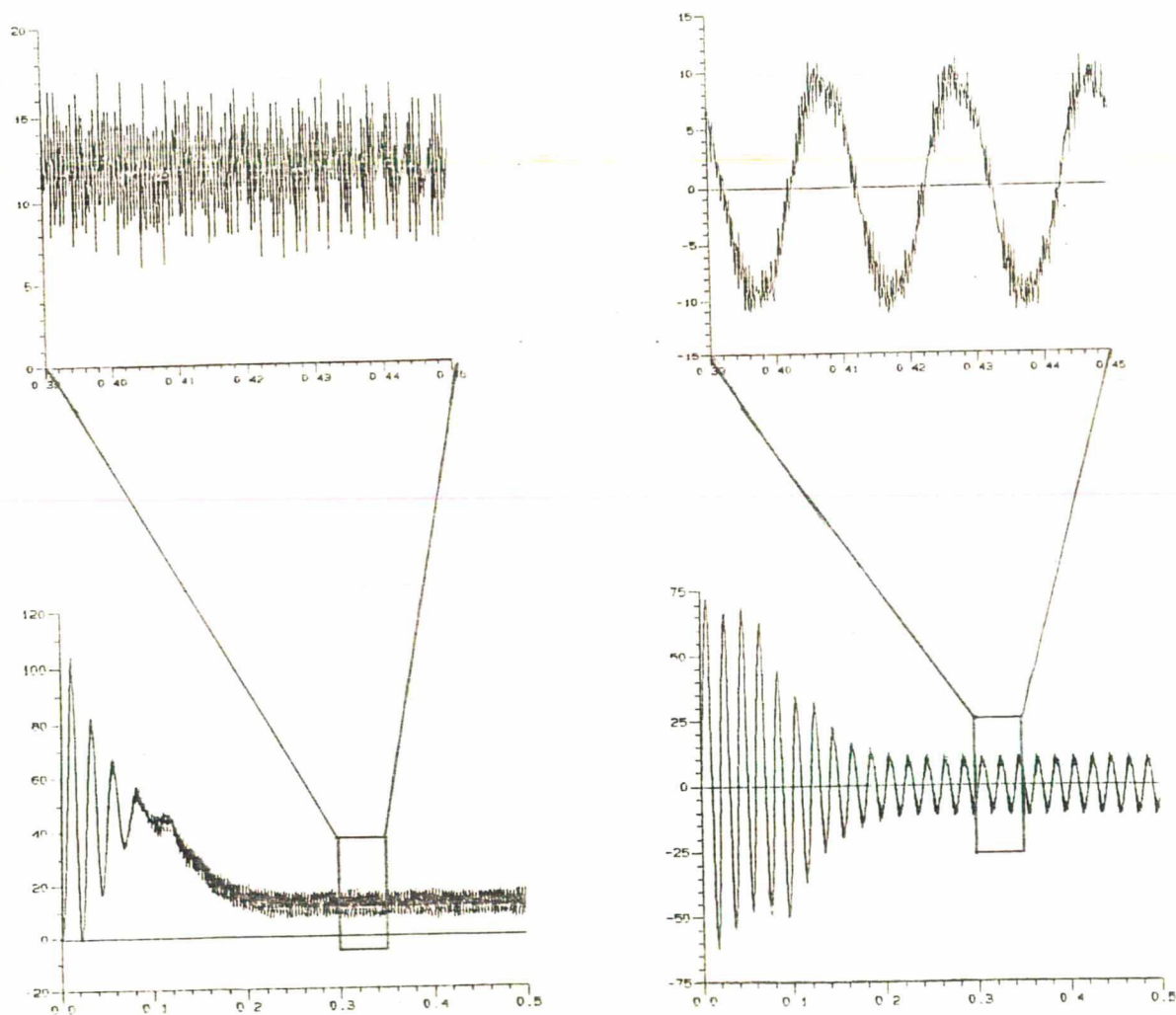


Figura 2.11 - Torque e Corrente Estatórica para o Motor Acionado por Inversor PWM Otimizado. Tensão com Eliminação de 6 Harmônicos e minimização de 11 Harmônicos

Apresenta-se na Figura 2.12 a análise harmônica da corrente estatórica e do torque. No espectro harmônico da corrente observa-se que os harmônicos de 29ª, 31ª, 35ª, 37ª, 41ª, 43ª e 47ª ordens aparecem com uma amplitude bastante pequena, abaixo de 10% da fundamental.

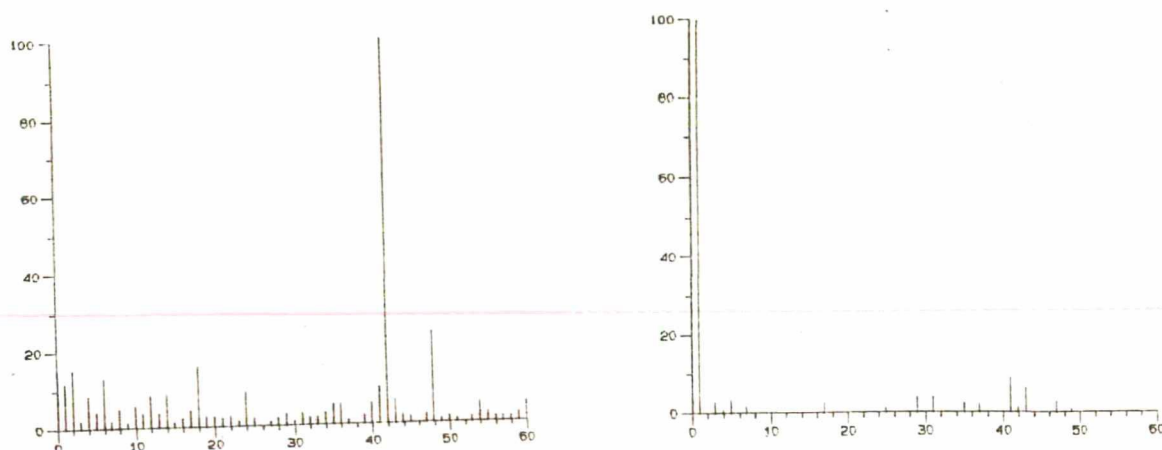


Figura 2.12 - Análise Harmônica do Torque e da Corrente Estatórica. Onde  $T = 12 \text{ N.m}$  e  $T_{42H} = 2,21$

Os harmônicos de baixa ordem que aparecem em ambas análises são devidos a imprecisões no programa de análise dos harmônicos utilizado. De qualquer forma os harmônicos gerados pelas imprecisões são bastante pequenos e podem ser desprezados.

Na análise dos harmônicos do torque o harmônico de 42ª ordem possui a mais alta amplitude mas que representa apenas 18% do torque de carga.

Mostra-se que a minimização de harmônicos de al

ta ordem aliada com a eliminação dos de ordem mais baixa [26] apresenta um excelente resultado. Mesmo com eventuais imperfeições na análise dos harmônicos nenhum dos harmônicos com exceção do de 42ª ordem, apresentou amplitude maior que 5% do torque de carga.

### 2.3 - Comparação entre as Simulações

A partir das simulações efetuadas elaborou-se a Tabela 2.1 que compara os harmônicos de torque para as diversas alimentações apresentadas ( $T_{CARGA} = 12 \text{ N.m}$ ).

| Ordem Harmônico<br>Alimenta-<br>ção | 6ª               | 12ª              | 18ª              | 24ª              | 30ª             | 42ª               |
|-------------------------------------|------------------|------------------|------------------|------------------|-----------------|-------------------|
| Inversor<br>180°                    | 3,33<br>(27,75%) | 0,37<br>(3,08%)  | 0,092<br>(0,76%) | -                | -               | -                 |
| PWM<br>Senooidal                    | 8,65<br>(72,08%) | 0,47<br>(3,92%)  | 1,31<br>(10,92%) | 0,39<br>(3,25%)  | 1,11<br>(9,25%) | -                 |
| PWM Otimizado<br>(7 Pulsos)         | 0,089<br>(0,74%) | 8,24<br>(68,67%) | 2,22<br>(18,50%) | 1,86<br>(15,50%) | 1,17<br>(9,75%) | -                 |
| PWM Otimizado<br>(27 Pulsos)        | 0,294<br>(2,45%) | 0,19<br>(1,58%)  | 0,351<br>(2,92%) | 0,203<br>(1,69%) | -               | 2,216<br>(18,47%) |

Tabela 2.1 - Quadro Comparativo entre as Análises dos Harmônicos do Torque para os diversos tipos de Alimentação apresentadas para o Motor de Indução



A partir da Tabela 2.1, conclui-se que o motor acionado por inversor PWM otimizado esta menos sujeito a problemas devido aos harmônicos de torque existentes serem de uma frequência mais alta.

Quanto a modulação PWM senoidal o caso utilizado apresentou um péssimo resultado, mas com um número de pulsos um pouco maior já se consegue melhorias consideráveis. Com o aumento do número de pulsos para o PWM senoidal pode-se afirmar com certeza que este apresentará melhor resultado que o inversor tipo 180°.

#### 2.4 - Conclusão

Observa-se que a modulação PWM otimizada apresenta uma nítida vantagem sobre a modulação PWM senoidal para um baixo número de pulsos por período.

Com um grande número de pulsos por período sabe-se que as modulações PWM senoidal e PWM otimizada apresentam resultados muito semelhantes. Neste caso a implementação de uma modulação PWM senoidal pode se tornar mais vantajosa pois é mais simples e difundida.

A grande vantagem da modulação PWM otimizada seria para o caso em que se tenha interruptores lentos no inversor e que se tenha de usar um baixo número de pulsos.

Para um grande número de pulsos a tendência é se usar a modulação PWM otimizada com eliminação de harmônicos de uma faixa do espectro e minimizar o restante [26], conseguindo-se assim uma grande vantagem sobre a modulação PWM senoidal com um mesmo número de pulsos.



## C A P Í T U L O   I I I

### CIRCUITO DE COMANDO

#### 3.1 - Introdução

Definido o tipo de modulação a ser utilizada no inversor estudou-se a melhor forma de implementar o comando utilizando um microcomputador.

Escolheu-se como elemento de base da implementação o microcontrolador 8031 da Intel (ver anexo B). O 8031 é um microcontrolador de 8 Bits que apresenta a vantagem de ter um baixo custo e as seguintes características:

- . Integração de várias Funções: E/S (32 linhas) , interrupções (5) , contador programável (2) , memória RAM interna e em algumas versões (8032) com EPROM interna.
- . Possibilidade de acessar 64k de memória.
- . Grande repertório de instruções (tempo de base = 1  $\mu$ s) entre as quais operações de divisão e multiplicação.

Com o uso do microcomputador e circuitos lógicos de apoio tem-se o circuito completo de comando do inversor. A partir de dados armazenados em memória obtém-se os pulsos de disparo e bloqueio das chaves de potência do inversor.

O circuito de comando como um todo é explicado nos itens seguintes.

### 3.2 - Otimização dos Padrões

Define-se padrões como o conjunto de pulsos fixos, de um período de modulação, para uma determinada relação de tensão entre a entrada e a saída do inversor.

Os padrões são calculados previamente, usando-se a teoria de eliminação de harmônicos explicada no item 3.1, através do programa de otimização de inversores trifásicos (INV2NT) [28, 32] e posteriormente processados pelo programa EPROM (ver Anexo A) para finalmente serem gravados em memória.

A faixa de tensão de alimentação do motor foi escolhida variando de 20V a 220V (tensão nominal de fase dos motores disponíveis), dividida em 256 valores diferentes (padrões), de tal forma que a mudança de um padrão para outro, represente uma variação de 1% sobre a tensão anterior.

Devido as características do modelo usado no estimador de torque e fluxo [36], que fornecem os dados do controle, a relação V/f se mantém praticamente constante. Em função desta característica optou-se por variar o número de pulsos conforme a faixa de funcionamento do inversor. A medida que a frequência de funcionamento aumenta o número de pulsos por período diminui.

Este cuidado deve ser observado para que a frequência de comutação das chaves não fique muito elevada ultrapassando sua frequência máxima de comutação. Procura-se trabalhar

com o maior número de pulsos possível, para cada faixa de operação, de modo a aproveitar ao máximo as características das chaves e gerar tensões com espectro harmônico praticamente constante.

A faixa de variação utilizada esta representada na Tabela 3.1 onde a mudança do número de pulsos esta relacionada com a mudança de tensão. Este procedimento foi utilizado porque as otimizações são feitas em relação a tensão da saída.

|                               |     |     |     |     |
|-------------------------------|-----|-----|-----|-----|
| Tensão                        | 40  | 80  | 160 | 220 |
| Nº Pulsos                     | 27  | 27  | 15  | 11  |
| Frequência Média de Comutação | 270 | 540 | 600 | 660 |

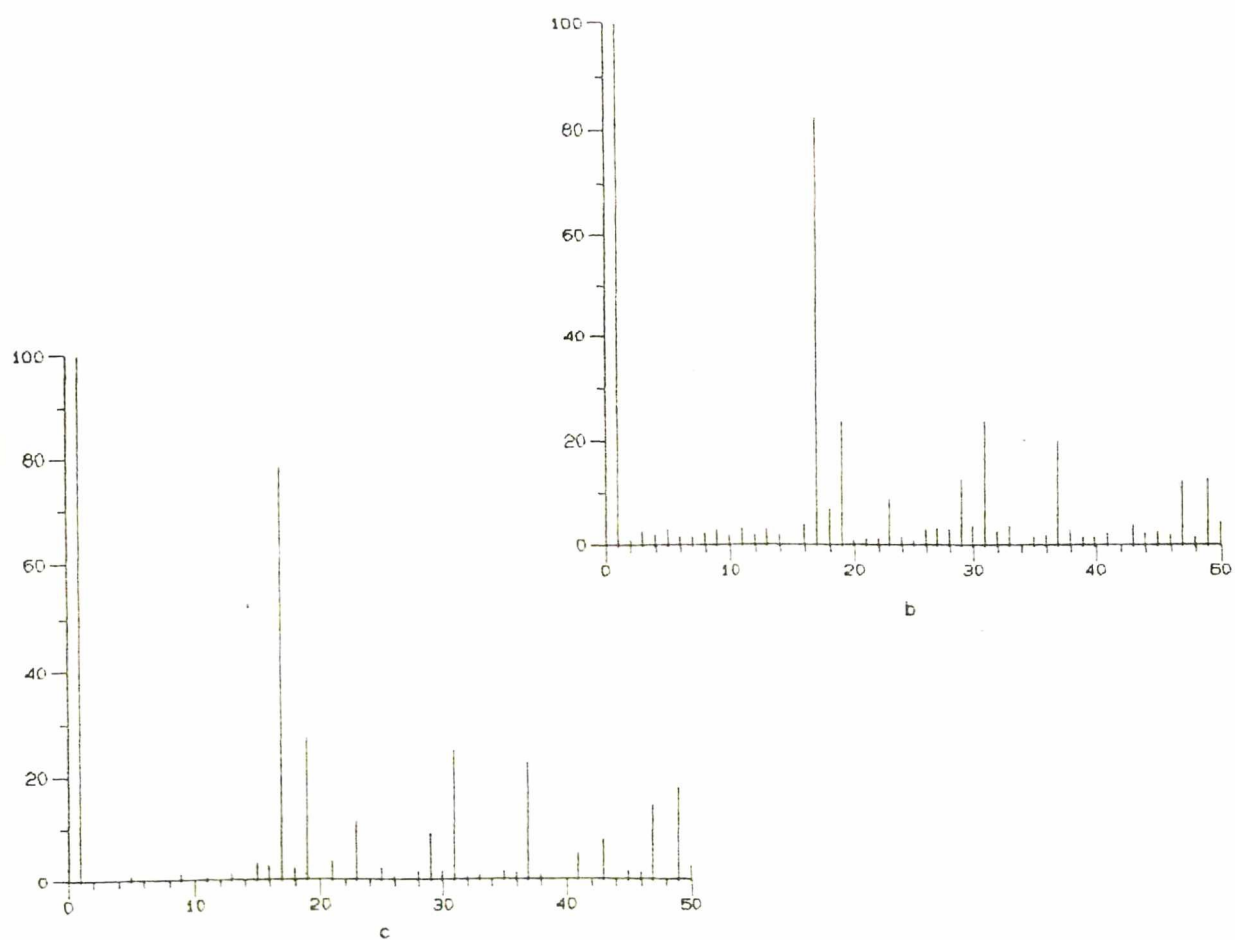
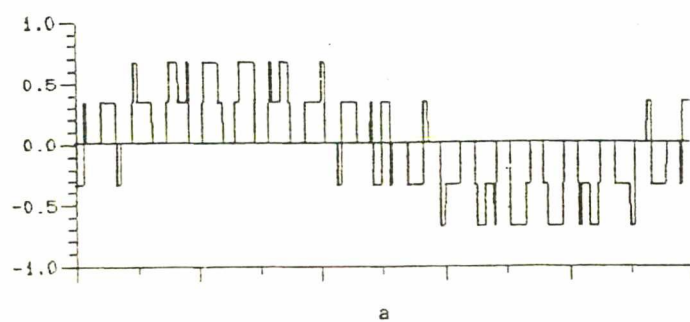
Tabela 3.1 - Faixas de Operação de Comando

### 3.3 - Armazenamento dos Padrões

Os padrões, depois de otimizados, são tratados pelo programa EPROM e discretizados em um número de pontos escolhido previamente. O número de pontos escolhido foi de 1024 pontos por período uma vez que as simulações com padrões discretizados com menor número de pontos apresentaram resultados pouco satisfatórios. Com um baixo número de pontos voltaram a aparecer harmônicos, na tensão de saída, que haviam sido eliminados na otimização [17, 18, 33].

A Figura 3.1 mostra a tensão de fase com elimi

nação dos harmônicos de 5ª, 7ª, 11ª e 13ª ordens e a análise dos harmônicos para esta forma de onda discretizada em 256, 512, 1024, e 2048 pontos.



Continua ....

.... Continuação Figura 3.1

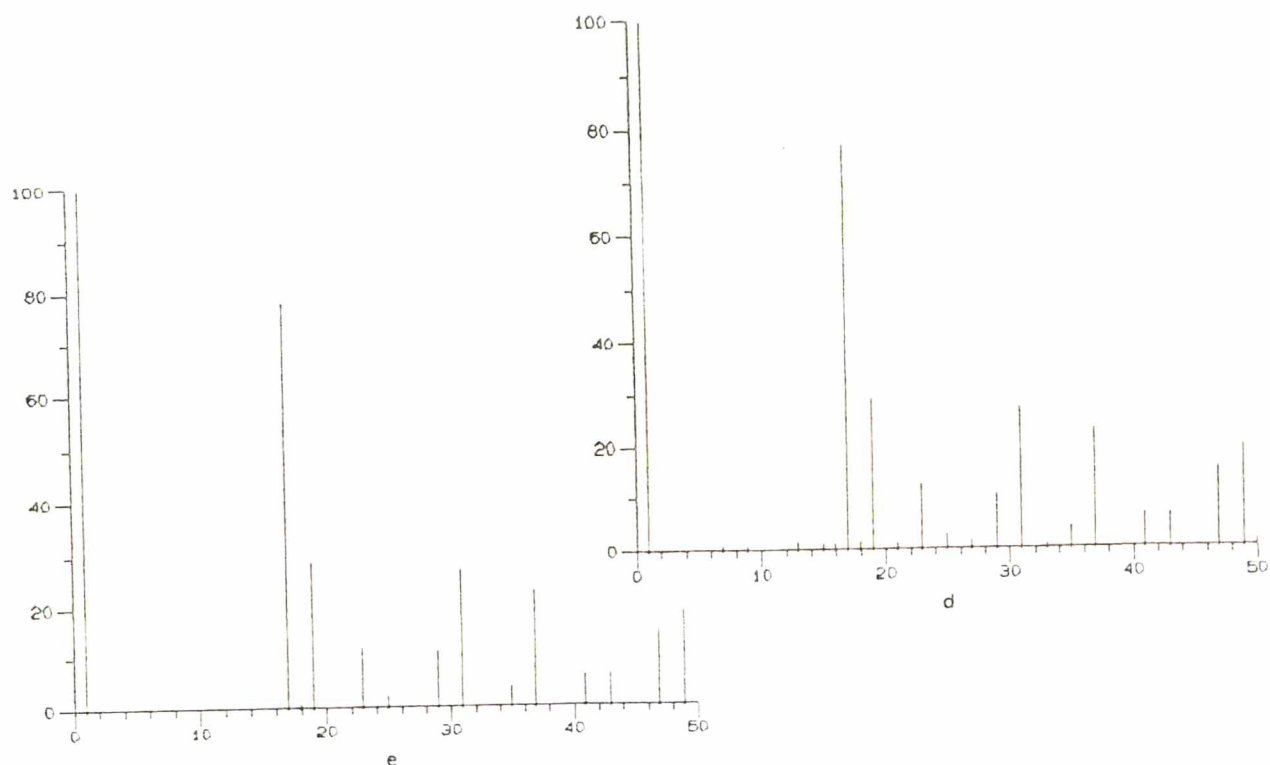


Figura 3.1 - a) Tensão de Fase com Eliminação dos Harmônicos de 5ª, 7ª, 11ª e 13ª;

- b) Análise dos Harmônicos para Discretização de 256 Pontos por Período;
- c) Análise dos Harmônicos para 512 Pontos por Período;
- d) Análise dos Harmônicos para 1024 Pontos por Período;
- e) Análise dos Harmônicos para 2048 Pontos por Período

Observa-se na Figura 3.1-b que voltam a aparecer harmônicos que foram eliminados na otimização. Isto ocorre devido ao baixo número de pontos da discretização. Para a análise da Figura 3.1-c nota-se uma pequena melhora. Para a análise da Figura 3.1-e o problema não aparece mais.



A Tabela 3.2 apresenta o valor percentual assumido pelos primeiros 6 harmônicos para os 4 casos apresentados. Observa-se mudanças mesmo nos harmônicos não eliminados (17ª e 19ª ordens)

| Ordem do Harmônico<br>Número de Pontos | 5ª   | 7ª   | 11ª  | 13ª  | 17ª   | 19ª   |
|--|------|------|------|------|-------|-------|
| 256                                    | 2,9% | 1,5% | 3,4% | 3,4% | 82,2% | 23,6% |
| 512                                    | 1,5% | 0,8% | 1,0% | 1,6% | 78,6% | 27,3% |
| 1024                                   | 0,7% | 1%   | 0,8% | 1,7% | 76,9% | 29%   |
| 2048                                   | 0,1% | 0,2% | 0,4% | 0,6% | 77,9% | 28,5% |

Tabela 3.2 - Comparação entre as Amplitudes dos Harmônicos em Relação a Componente Fundamental para as 4 Discretizações (256, 512, 1024 e 2048 pontos)

A partir dos dados da Tabela 3.1 escolheu-se 1024 pontos por período para discretizar os padrões obtidos, uma vez que com este número de pontos obtém-se um resultado satisfatório, sem no entanto ocupar muito espaço na memória para cada padrão.

Como as formas de onda dos comandos apresentam simetrias, pode-se armazenar apenas 1/4 de período de cada um dos três comandos principais. A reconstituição é feita lendo-se os trechos armazenados em memória de diferentes modos e multiple

xando alguns deles como mostrado na Figura 3.2.

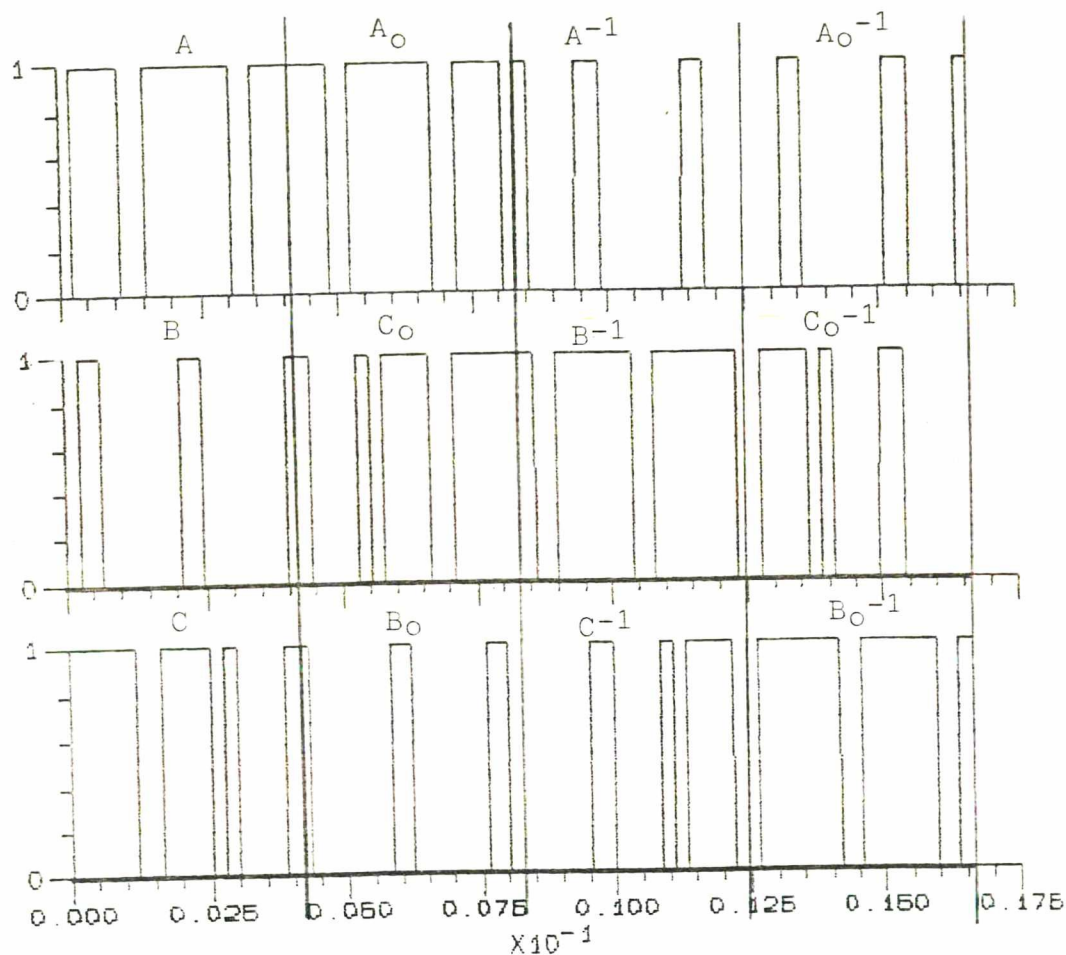


Figura 3.2 - Comandos Completos dos três Braços do Inversor e Simetrias para Reconstituição

Na Figura 3.2 observa-se que a partir dos trechos A, B e C reconstitui-se os três comandos mudando-se apenas a maneira de leitura conforme mostrado a seguir.

A = 1/4 de onda armazenado para o comando 1

B = 1/4 de onda armazenado para o comando 2

C = 1/4 de onda armazenado para o comando 3

$A_0, B_0, C_0 = 1/4$  de onda (A,B,C) lidos de trás pa-  
ra frente

$A^{-1}, B^{-1}, C^{-1} = 1/4$  de onda (A,B,C) com lógica inver-  
tida

$A_0^{-1}, B_0^{-1}, C_0^{-1} = 1/4$  de onda (A,B,C) de trás para frente  
te e com lógica invertida

Os trechos A,B e C de cada padrão são então armazen  
nados em 256 posições diferentes da memória. Cada posição contém  
as três informações referentes ao status de cada comando naquele  
instante; 1 para ordem de disparo das chaves e "0" para ordem de  
bloqueio. A Figura 3.3 mostra os primeiros endereços de uma memór  
ria que contém as informações dos comandos da Figura 3.2.

| trecho<br>end. | A              | B              | C              | -              | -              | -              | -              | -              |
|----------------|----------------|----------------|----------------|----------------|----------------|----------------|----------------|----------------|
|                | Q <sub>0</sub> | Q <sub>1</sub> | Q <sub>2</sub> | Q <sub>3</sub> | Q <sub>4</sub> | Q <sub>5</sub> | Q <sub>6</sub> | Q <sub>7</sub> |
| 0000H          | 0              | 0              | 1              | -              | -              | -              | -              | -              |
| 0001H          | 0              | 0              | 1              | -              | -              | -              | -              | -              |
| 0002H          | 1              | 0              | 1              | -              | -              | -              | -              | -              |
| .              | .              | .              | .              | .              | .              | .              | .              | .              |
| .              | .              | .              | .              | .              | .              | .              | .              | .              |
| .              | .              | .              | .              | .              | .              | .              | .              | .              |
| 00FEH          | 1              | 0              | 1              | -              | -              | -              | -              | -              |
| 00FFH          | 0              | 0              | 1              | -              | -              | -              | -              | -              |

Figura 3.3 - Disposição dos Trechos A,B,C dos Comandos da  
Figura 3.1 em 256 Endereços de uma Memória

Observa-se na Figura 3.3 que cada padrão ocupa apenas 3 Bits da palavra de 8 Bits disponível em cada endereço da memória. Desta forma, pode-se armazenar até dois padrões em cada palavra da memória. Um padrão nos três primeiros Bits menos significativos e o outro padrão nos três Bits seguintes ficando os dois últimos sem utilização.

Com o número de padrões escolhidos, sabendo-se que podem ser armazenados dois a dois e que somente 256 pontos são necessários escolheu-se uma memória de 256K (32K x 8 Bits) para armazená-los. A Figura 3.4 mostra a disposição dos padrões na memória escolhida.

| TRECHOS |                       | A              | B              | C              | A              | B              | C              | -              | -              |
|---------|-----------------------|----------------|----------------|----------------|----------------|----------------|----------------|----------------|----------------|
| END.    | BIT                   | Q <sub>0</sub> | Q <sub>1</sub> | Q <sub>2</sub> | Q <sub>3</sub> | Q <sub>4</sub> | Q <sub>5</sub> | Q <sub>6</sub> | Q <sub>7</sub> |
| 0000H   | O<br>O<br>F<br>F<br>H | PADRÃO 1       |                |                | PADRÃO 129     |                |                | N              |                |
| 0100H   |                       | PADRÃO 2       |                |                | PADRÃO 130     |                |                | Ã              |                |
| 01FFH   |                       |                |                |                |                |                |                | O              |                |
| .       |                       |                |                |                |                |                |                | U              |                |
| .       |                       |                |                |                |                |                |                | T              |                |
| .       |                       |                |                |                |                |                |                | I              |                |
| .       |                       |                |                |                |                |                |                | L              |                |
| .       |                       |                |                |                |                |                |                | I              |                |
| .       |                       |                |                |                |                |                |                | Z              |                |
| .       |                       |                |                |                |                |                |                | A              |                |
| .       |                       |                |                |                |                |                |                | D              |                |
| .       |                       |                |                |                |                |                |                | O              |                |
| 7E00H   | 7<br>E<br>F<br>F<br>H | PADRÃO 127     |                |                | PADRÃO 255     |                |                |                |                |
| 7F00H   |                       | PADRÃO 128     |                |                | PADRÃO 256     |                |                |                |                |
| 7FFFH   |                       |                |                |                |                |                |                |                |                |

Figura 3.4 - Disposição dos Padrões na Memória de 256K (32K x 8 Bits)

### 3.4 - Circuito de Leitura e Reconstituição dos Padrões

Com o uso da memória de 256K tem-se 256 padrões diferentes dispostos dois a dois em 128 regiões de memória diferentes. Cada região contém 256 pontos, que correspondem a 1/4 de período do padrão.

O acesso aos trechos armazenados é feito através das 15 linhas de endereço existentes na memória. Destas 15 linhas somente os 7 bits mais significativos selecionam os padrões, endereçando uma das 128 regiões disponíveis. A leitura dos padrões é feita através dos 8 Bits restantes com o uso de um contador binário associado com portas do tipo ou exclusivo [32, 40, 23] de tal modo que obtém-se um contador UP/DOWN de 8 Bits. Desta forma os 256 pontos que constituem a região endereçada são lidos no sentido direto e de trás para frente continuamente para posterior reconstituição.

Os dados contidos na memória e disponíveis na saída desta passam por um multiplexador que seleciona os 3 Bits menos significativos ou os 3 Bits seguintes de tal forma a escolher-se os padrões menores ou maiores que 128, respectivamente. A Figura 3.5 mostra o circuito de leitura dos padrões.

Os 7 Bits de seleção dos padrões, bem como o sinal de seleção do multiplexador serão fornecidos pelo microcomputador.



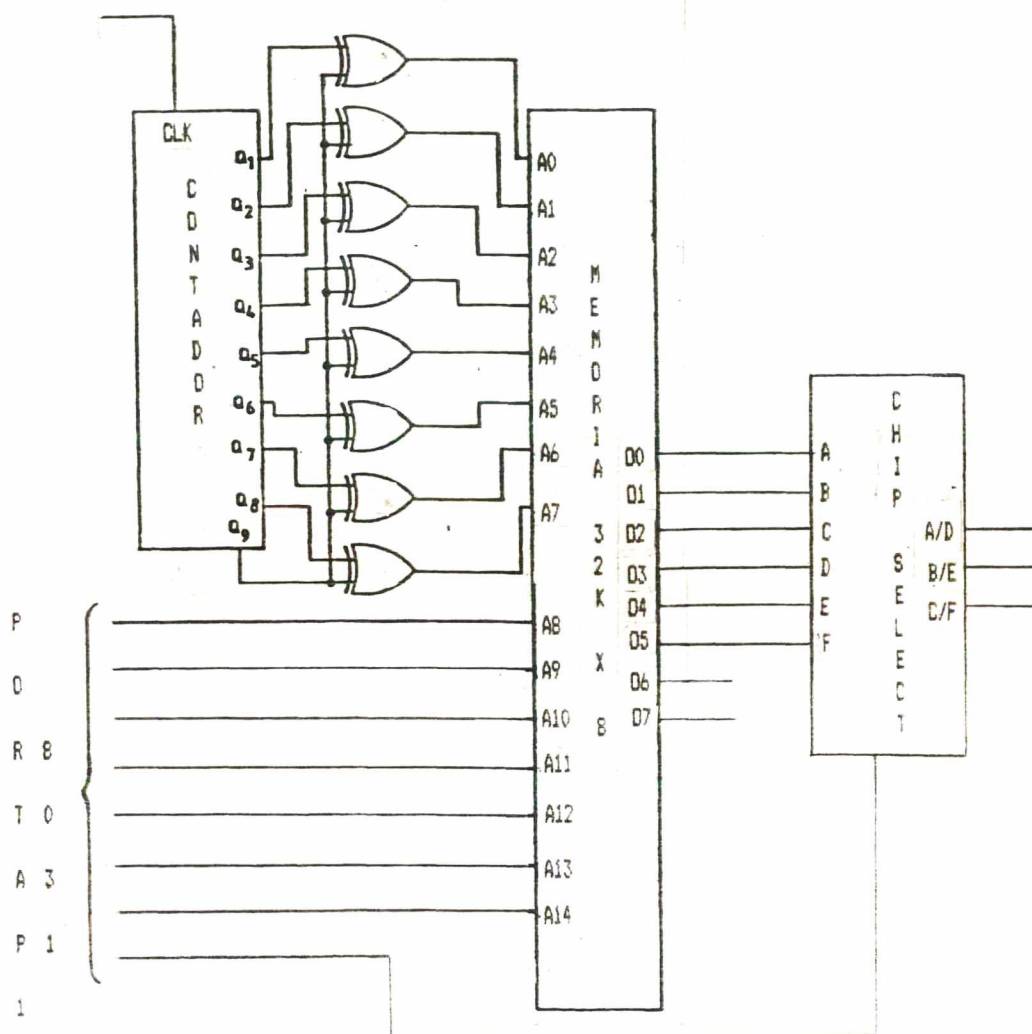


Figura 3.5 - Circuito de Leitura da Memória

O sinal de clock do contador da Figura 3.5 dito sinal de varredura é fornecido por um contador programável (8253) ligado ao microprocessador. O sinal de varredura é obtido a partir de um sinal de mais alta frequência que é dividido por um número fornecido pelo microprocessador a partir do resultado obtido na malha de controle de tal forma que obedeça a relação:

$$f_v = 1024 \cdot f_{SAÍDA}$$

Onde:

$f_{SAÍDA}$  é a frequência desejada para as tensões de saída do inversor

Uma vez lidos os pontos relativos ao padrão escolhido, os três sinais devem ser reconstituídos para então comandar as chaves do inversor.

Dos três comandos, o primeiro é o de mais simples reconstituição, somente o trecho A (Figura 3.2) é suficiente para reconstitui-lo. O sinal obtido na saída da memória ( $O_0$  ou  $O_3$ ) é sempre o 1/4 de período armazenado lido no sentido direto e de trás para frente, repetindo-se sucessivamente. Com o circuito da Figura 3.6-A [32, 40] e usando-se o sinal  $Q_{10}$  do contador de 12 Bits (4040) juntamente com a saída da memória é possível reconstituir o comando 1. O sinal  $Q_{10}$  possui frequência duas vezes maior que a desejada para o comando 1 e faz o sincronismo separando as informações que se repetem na saída da memória. A Figura 3.6-B mostra a reconstituição do comando 1 da Figura 3.2.

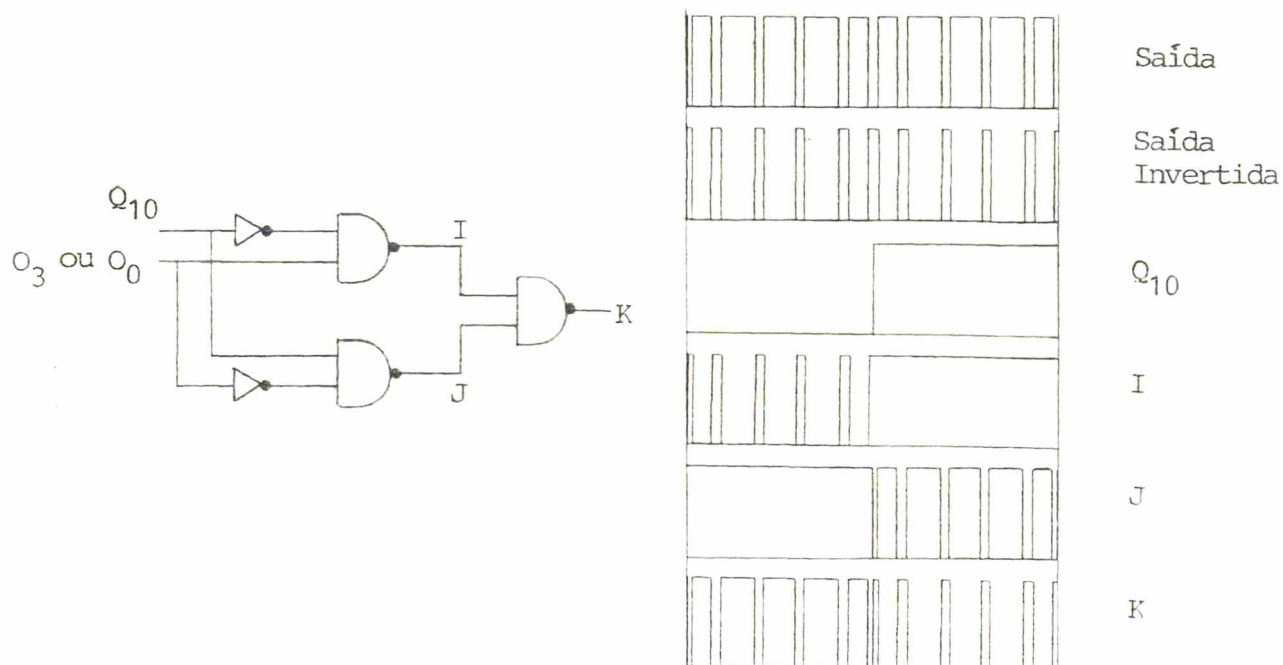


Figura 3.6 - a) Circuito para Reconstituição do Comando 1

b) Exemplo de Reconstituição do Comando 1  
a partir de 1/4 de Período (Trecho A)

Para a reconstituição dos comandos 2 e 3 há necessidade de se compor sinais, usando-se os dois trechos B e C armazenados como mostra a Figura 3.2. O circuito da Figura 3.7-a reconstitui os comandos 2 e 3 usando-se os sinais  $Q_9$  e  $Q_{10}$  do contador binário. O sinal  $Q_9$  possui frequência 4 vezes maior que a frequência dos comandos, portanto é ele que faz a separação dos trechos de 1/4 de Período. O sinal  $Q_{10}$ , como já foi mencionado, identifica o 1/2 período.

Usando-se os sinais  $Q_9$  e  $Q_{10}$  como sinais de controle do multiplexador apresentado na Figura 3.7-a reconstitui-se os comandos. A Figura 3.7-b apresenta um exemplo de reconstitui

ção a partir dos trechos B e C armazenados (Figura 3.2).

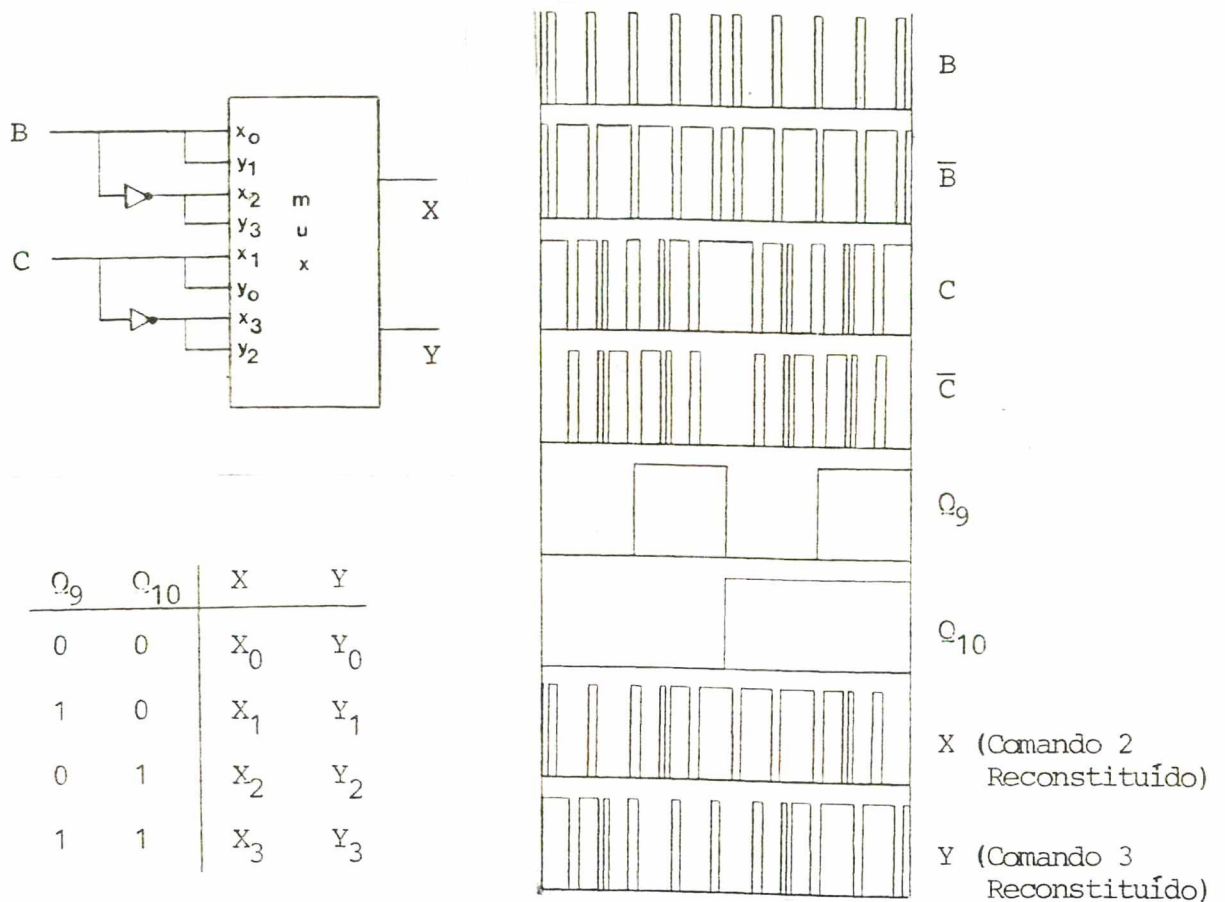


Figura 3.7 - a) Circuito para Reconstituição dos Comandos 2 e 3 a partir dos Trechos B e C Gravados e Tabela verdade do multiplexador

b) Exemplo de Reconstituição

### 3.5 - Geração de Tempos Mortos

As formas de onda dos três comandos e seus respectivos complementos não levam em conta os tempos envolvidos na comutação das chaves reais utilizadas no inversor. Torna-se necessário a introdução de tempos mortos nos comandos complementares.

A introdução dos tempos mortos pode ser feita de duas maneiras: após a otimização quando os comandos são discretizados para gravação em memória ou após a reconstituição dos mesmos através de um circuito lógico apropriado [32, 40]. Para a introdução dos tempos mortos antes da gravação em memória utiliza-se o programa EPROM (Anexo A) que na discretização dos comandos insere um tempo morto após cada ordem de bloqueio. O tempo morto inserido tem tamanho inversamente proporcional ao produto do número de pontos por período do comando e da frequência desejada para as tensões de saída. Este procedimento foi descartado pois os tempos mortos seriam variáveis com a frequência.

Por Exemplo:

- . Para uma frequência de 60 Hz e 1024 pontos obtém-se  $t_m = 16,3 \mu s$ ;
- . Para uma frequência de 10 Hz e mesmo numero de pontos obtém-se  $t_m = 97,7 \mu s$

Observa-se então que, para frequências baixas os tempos mortos seriam muito grandes e desnecessários.

Desta maneira optou-se pelo uso do circuito da Figura 3.8 que insere tempos mortos com tamanhos variáveis de acordo com a frequência do sinal de clock dos Flip-Flops.



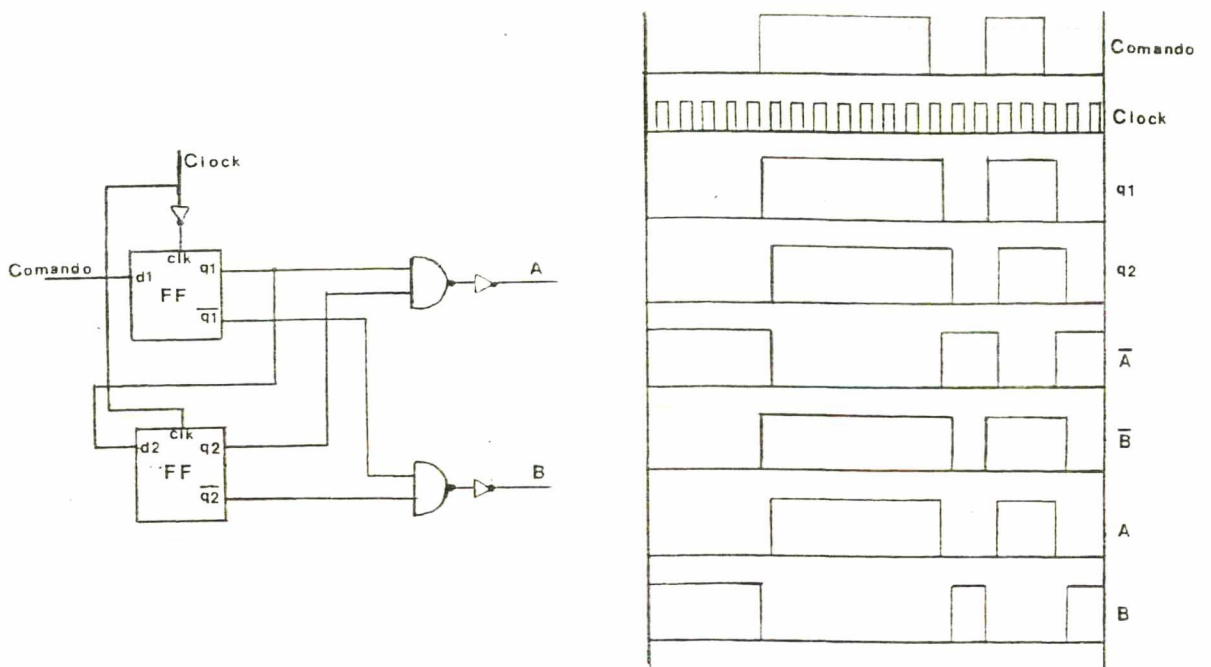


Figura 3.8 - a) Circuito para Inserção de Tempos Mortos  
b) Exemplo de Inserção de Tempos Mortos

A Tabela 3.3 mostra alguns exemplos de tempos obtidos com frequências diferentes para o sinal de clock

| Frequência (KHz) | Tempos ( $\mu$ s) |
|------------------|-------------------|
| 120              | 7,4               |
| 60               | 8,4               |
| 30               | 16,8              |

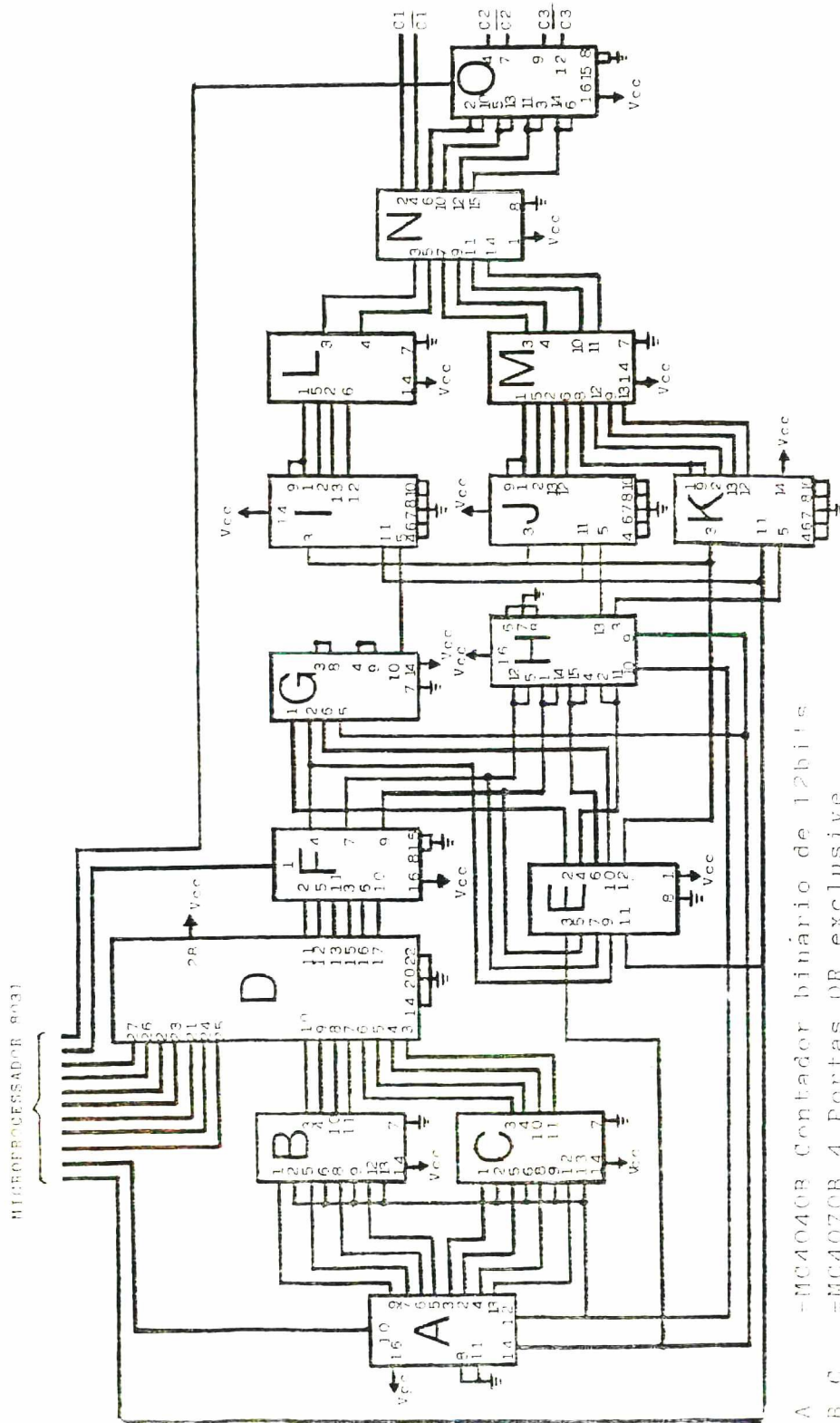
Tabela 3.3 - Tempos Mortos para Sinais de Clock Diferentes

Com o circuito apresentado pode-se obter tempos mortos de qualquer tamanho, de acordo com as chaves usadas no inversor, controlando-se apenas o sinal de clock.

### 3.6 - Diagrama Completo do Circuito de Leitura e Reconstituição dos Padrões

Apresenta-se na Figura 3.9 o diagrama completo do circuito de leitura e reconstituição dos padrões. Os sinais vindos do microprocessador, da esquerda para a direita, são respectivamente:

- . Sinal para estabelecimento de tempos mortos
- . Sinal de varredura da memória ( $f_v$ )
- . Sete linhas de endereçamento dos padrões
- . Sinal de seleção dos padrões altos ou baixos da memória (3 Bits mais ou menos significativos)
- . Sinal para troca de comandos para inversão de fases.



- A - MC4040B Contador binário de 12bits
- B, C - MC4070B 4 Portas OR exclusiva
- D - NMC27C256 EPROM 32K x 8
- E, H - NMC14049B 6 Portas inversoras
- F, O - SN74LS157 4 Multiplexadores 2-1
- G, L, M - NMC14011 4 Portas NAND de 2 entradas
- H - NMC14052B 2 Multiplexadores 4-1
- I, J, K - NMC14013B 2 flip-flops tipo D

Figura 3.9 - Circuito de Leitura e Reconstituição dos Padrões

### 3.7 - Funções do Microcomputador

Como foi mencionado no item 3.4, cabe ao microcomputador fornecer ao circuito de leitura e reconstituição dos padrões os 7 Bits mais significativos da palavra de endereços da memória além da escolha da frequência de varredura da memória, seleção dos Bits altos ou baixos, estabelecimento de tempos mortos e troca de comandos para inversão de fases.

Na Figura 3.10 apresenta-se o diagrama de blocos do comando do sistema (microcomputador + inversor) onde pode-se observar o microcomputador e periféricos necessários para executar as funções requeridas para o circuito de leitura e reconstituição dos padrões e a sua ligação com o microcomputador principal que realiza tarefa de aquisição e controle.

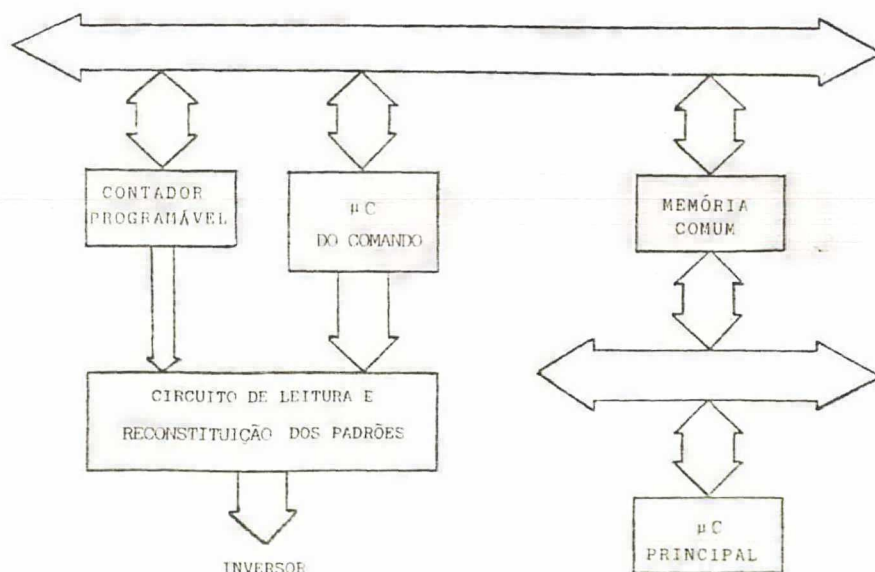


Figura 3.10 - Diagrama Completo do Comando do Sistema



No microcomputador de comando (Figura 3.10) distingue-se dois tipos de memória: memória de programa e memória de dados.

A memória de programa contém as instruções (Programa) para o controle e gerenciamento do circuito de comando. O programa está gravado em uma memória EPROM e com o início do funcionamento do comando inicializa as variáveis, os contadores, as palavras de controle de interrupções do microcontrolador 8031 e outras funções. Após a inicialização o programa faz as aquisições e atualiza os dados e sinais do circuito de leitura e reconstituição dos padrões continuamente.

A memória de dados contém tabelas de valores para cálculo de raiz quadrada e arco tangente necessários no cálculo do módulo da tensão estatórica e na frequência desta.

Observa-se que o sistema global de controle do servomotor contém uma memória comum. A memória comum é uma memória RAM que é compartilhada [13] entre o microcomputador principal e o de comando, e através da qual são passados ao microcomputador de comando os valores de  $V_{sd}$ ,  $V_{sq}$  e  $\rho$  saídos dos reguladores de torque e de fluxo e do regulador de velocidade.

Usando-se a memória comum não há necessidade de interrupções, no programa de controle, para leitura de dados externos. Um mecanismo simples, de controle de acesso a memória permite gerenciar a leitura e a escrita na memória comum.



### 3.7.1 - Seleção dos Padrões

A seleção dos padrões é feita pelos 7 Bits mais significativos da palavra de endereço da memória. Os 7 Bits selecionam na memória o padrão desejado entre os 256 disponíveis.

A escolha do padrão é feita através da malha de controle da Figura 3.11, onde os valores de tensão de eixo direto ( $V_{sd}$ ), tensão de eixo de quadratura ( $V_{sq}$ ) e ângulo entre o eixo d e a referência ( $\rho$ ) são fornecidos pelo estimador e reguladores de torque, fluxo e velocidade (Figura 1.2).

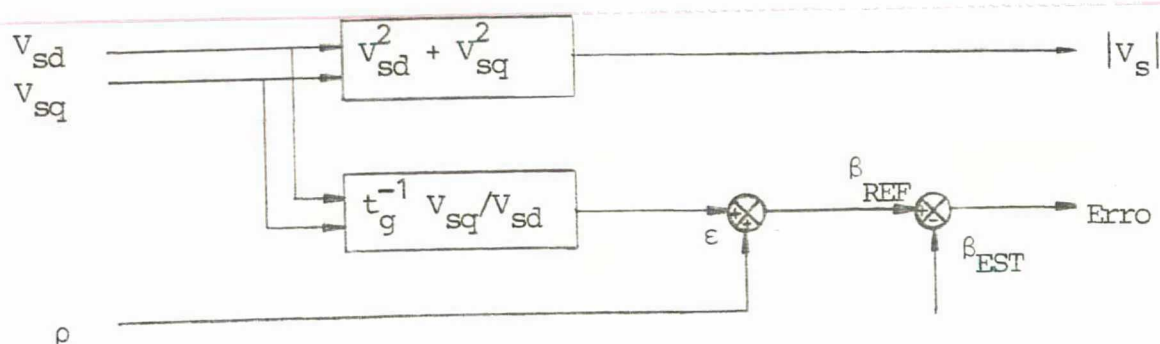


Figura 3.11 - Malha de Controle do Comando do Inversor

Os valores de  $V_{sd}$ ,  $V_{sq}$  e  $\rho$  são armazenados em posições pré-definidas da memória comum pelo microcomputador principal. Optou-se por armazenar também as informações sobre o quadrante em que o fasor  $V_s$  se encontra bem como o sinal do ângulo  $\rho$ , que representa o sentido de rotação do motor. O fornecimento dos dois últimos dados agiliza o cálculo das grandezas da malha de controle, pois a informação do quadrante dispensa o conhecimento dos sinais de  $V_{sd}$  e  $V_{sq}$  no cálculo do arco-tangente e o

signal de  $\rho$  identifica instantaneamente a requisição de inversão do sentido de rotação do motor.

A partir dos valores de  $V_{sd}$  e  $V_{sq}$  parte-se para o cálculo do módulo da tensão estatórica, valor com o qual se fará a escolha do padrão correspondente na memória que contém os padrões otimizados.

Cabe observar que do ponto de vista do microcomputador do comando, a memória que contém os padrões otimizados não é tida como tal. O microcomputador fornece apenas os 7 Bits mais significativos da palavra de endereços. Portanto os barramentos de dados e/ou endereços não estão ligados a memória EPROM que contém os padrões.

Como o microcomputador de comando não dispõe de um processador em ponto flutuante, é necessário utilizar tabelas para o cálculo da raiz quadrada e do arco-tangente. A solução de rotinas de cálculo teriam um custo elevado em termos de tempo, prejudicando o desempenho do sistema global.

O módulo da tensão estatórica é obtido usando-se a seguinte implementação: a soma dos quadrados de  $V_{sd}$  e  $V_{sq}$  gera um endereço de 16 Bits que indicará uma posição na memória de dados, cujo conteúdo é um valor que seleciona o padrão correspondente ao módulo da tensão estatórica desejada na memória de padrões. O valor contido na posição de memória mencionada é um número de 1 a 256 e que indica qual é a relação desejada.

A partir do número obtido calcula-se se o padrão desejado esta contido nos 3 Bits mais significativos ou nos 3 Bits menos significativos. Se o número for maior que 127 o padrão estará contido nos 3 Bits mais significativos.

Identificado o padrão, a seleção do mesmo é feita

através da porta de saída paralela  $P_1$  do 8031. Como a porta possui 8 saídas e somente 7 são usadas para a seleção do padrão, a saída restante é usada para comandar um multiplexador que, ligado a saída da memória de padrões seleciona, os Bits mais significativos ou menos significativo.

Por Exemplo:

. Se  $V_{sd} = 2$  (02H em hexadecimal)

$V_{sq} = 34$  (22H em hexadecimal)

O resultado de  $V_{sd}^2 + V_{sq}^2$  é 1160 (0488H em hexadecimal) na memória de dados, na posição 0488H é encontrado o número 59 (3AH). Como não é maior que 127 o padrão está contido nos 3 Bits menos significativos da memória de padrões. O valor 3AH é fornecido a porta  $P_1$  que seleciona o padrão. No caso de ser uma relação maior que 127 a saída  $P_{1,7}$  da porta  $P_1$  é zerada e o multiplexador seleciona os Bits mais significativos da memória de padrões.

### 3.7.2 - Escolha da Freqüência de Varredura

O sinal de varredura é fornecido por um contador programável que a partir de um sinal de freqüência bastante alta gera um sinal com a freqüência desejada. O sinal de saída é conseguido dividindo-se o sinal de entrada por um número estabelecido pelo microprocessador do comando.

O número pelo qual o sinal de entrada é dividido é obtido através da malha de controle da Figura 3.11. A partir



da avaliação dos valores de  $\rho$ ,  $\varepsilon$ ,  $\beta_{REF}$  e  $\beta_{EST}$  a frequência é gerada no contador programável.

O valor de  $\rho$  é armazenado na memória comum pelo microcomputador principal, o valor de  $\varepsilon$  é calculado em função dos valores de  $V_{sd}$ ,  $V_{sq}$  e o quadrante que o fasor  $V_s$  se encontra; estas informações também estão disponíveis na memória comum.

A informação do quadrante evita que se tenha de receber os sinais das tensões  $V_{sd}$  e  $V_{sq}$  para depois identificar o quadrante. O microprocessador principal ao passar os valores de  $V_{sd}$  e  $V_{sq}$  já identifica o quadrante reduzindo o tempo de cálculo do microprocessador do comando.

O cálculo de  $\varepsilon$  é análogo ao cálculo do módulo da tensão estatórica: O resultado da divisão de  $V_{sq}$  por  $V_{sd}$  gera um endereço de 16 Bits que indica uma posição da memória de dados que contém o ângulo correspondente ao arco-tangente do valor resultante da divisão. Os ângulos são armazenados em radianos e multiplicados por dez para obter-se maior precisão.

Como a memória de dados deverá conter as tabelas da raiz quadrada e do arco-tangente, a primeira será armazenada nos endereços iniciais e a segunda nos endereços seguintes. Portanto ao resultado da divisão de  $V_{sq}$  por  $V_{sd}$  deverá ser somado o número C000H para se ter acesso as posições de memória que contém a tabela correspondente.

Uma vez que se pode armazenar apenas os valores de um quadrante da função tangente a informação do quadrante fornecida pelo microprocessador principal e armazenada na memória comum é fundamental para se fazer a correção do ângulo.

A seguir é dado um exemplo do cálculo do ângulo  $\varepsilon$ :

Supondo-se que  $V_{sd} = 6$  (06H)

$$V_{sq} = 20 \text{ (14H)}$$

e quadrante = 4 (04H), o que significa que o valor de  $V_{sq}$  é negativo.

$$\text{Da divisão obtém-se } \frac{V_{sq}}{V_{sd}} \approx 03$$

O número obtido é somado a C000H resultando no endereço C003H. Nesta posição é lido o valor 12 (0CH em hexadecimal) que é o valor de 1,2 rad vezes 10. Com a informação de que o fasor  $V_s$  está no quarto quadrante faz-se a correção (6,28 rad - 1,2 rad).

Feita a correção obtém-se  $\epsilon = 50$  rad (5 rad . 10) o valor real do ângulo é 5,0038 rad. A imprecisão nos cálculos é de 0,05 rad (0,8%) que é desprezível.

Com o valor de  $\epsilon$  acha-se o valor de  $\beta_{REF}$  ( $\beta_{REF} = \rho + \epsilon$ ).

O valor de  $\beta_{EST}$  é calculado contando-se os pulsos do sinal de varredura usando-se, para isso, um dos contadores programáveis internos do microprocessador do comando. Como a cada 1024 contagens tem-se um período completo, o ângulo  $\beta_{EST}$  é obtido através do valor atual do contador relacionado com os 1024 pontos em uma regra de três simples.

Da comparação entre  $\beta_{REF}$  e  $\beta_{EST}$  (Figura 3.11) obtém-se o erro que é processado em um regulador do tipo integral e gera o número pelo qual o sinal de entrada do contador programável externo será dividido para gerar o sinal de varredura desejado.



3.7.3 - Inversão de Fases

A troca de sentido de rotação do motor é feita trocando-se dois comandos entre si. Através do sinal do ângulo  $\rho$  (Figura 1.4) que é armazenado em uma posição de memória pré-definida, o microcomputador identifica a ordem de inversão entre dois comandos através da porta P3.2 um sinal é enviado a um "Chip Select" que faz a troca dos comandos.

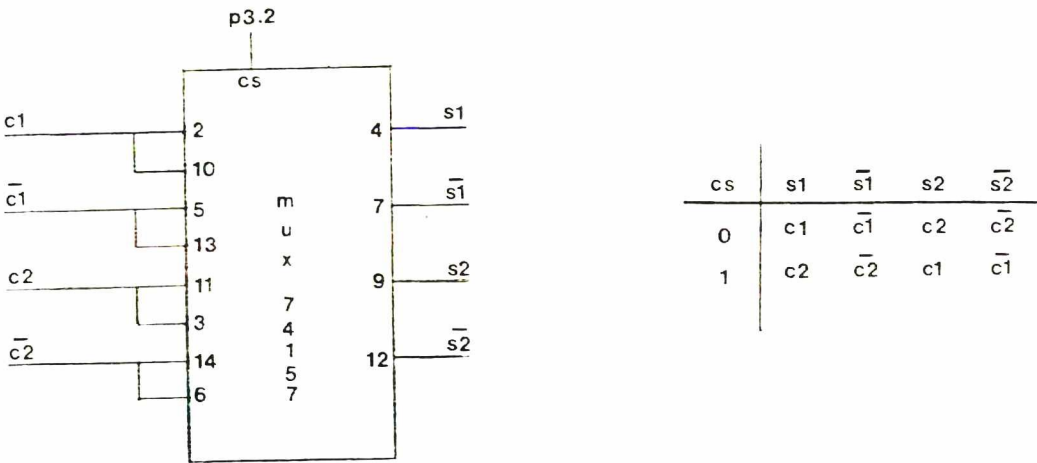
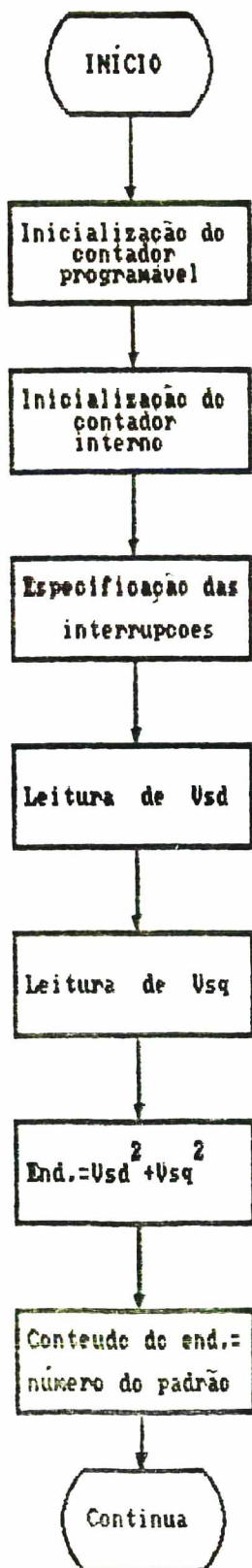
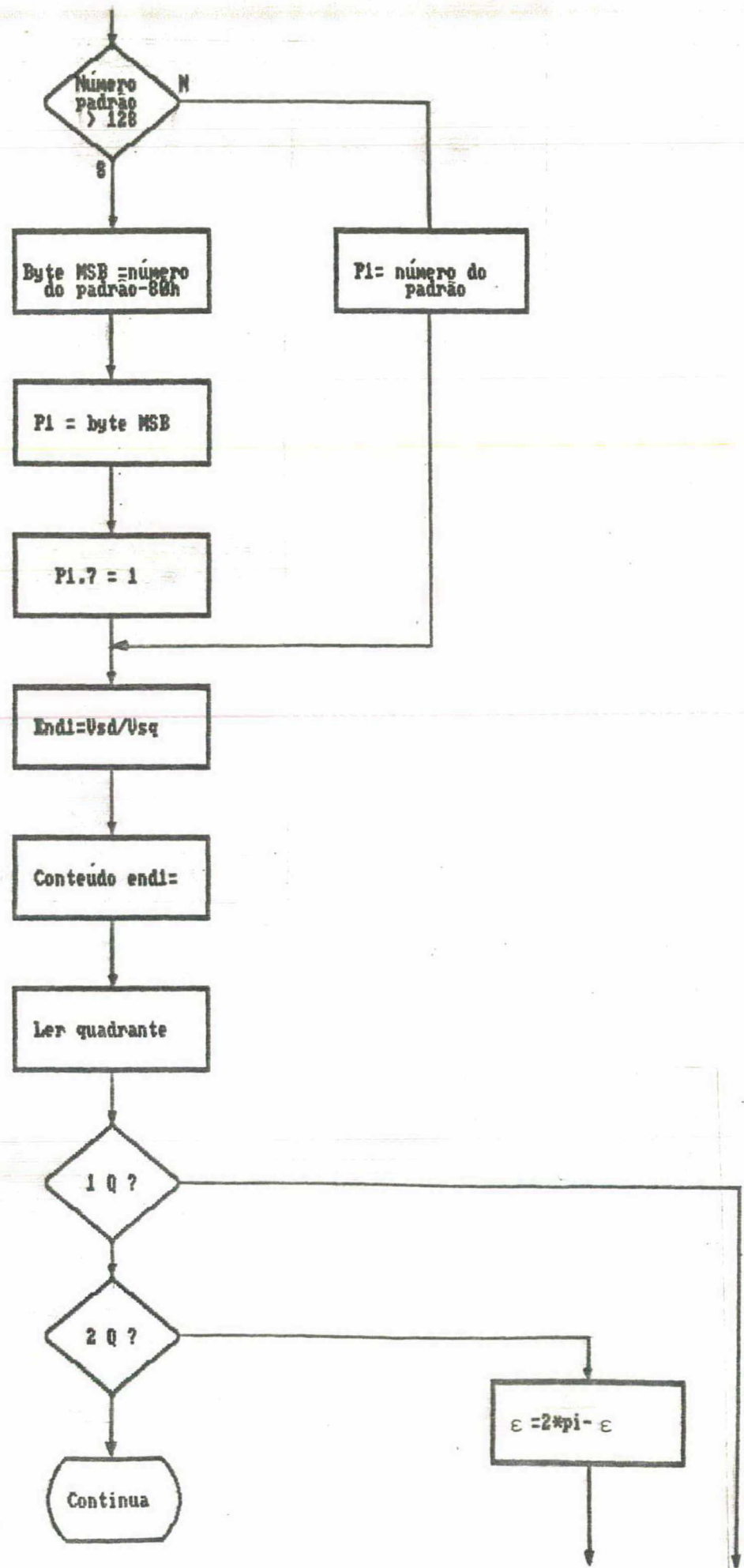


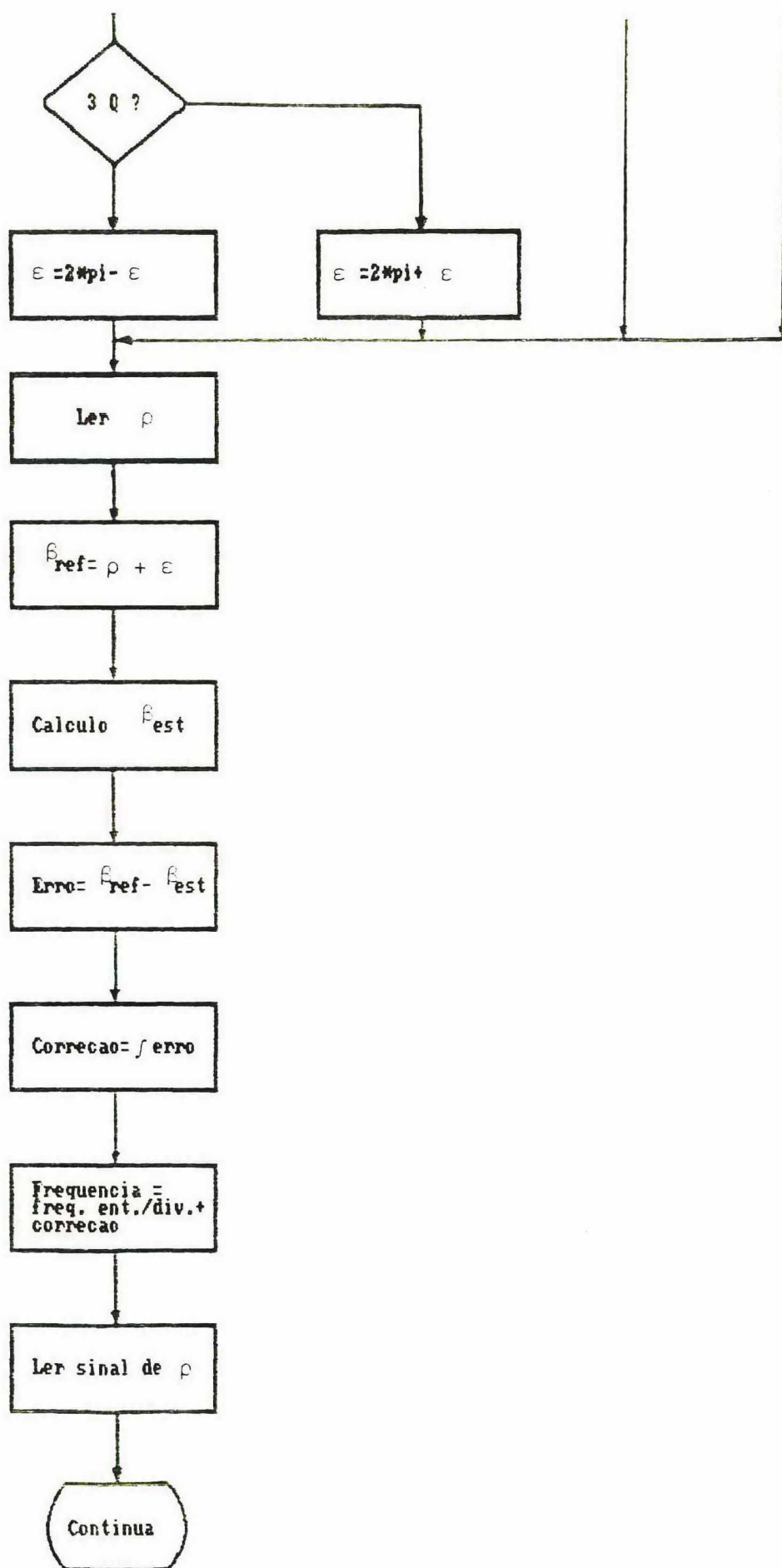
Figura 3.12 - Circuito para Troca de Comandos e Tabela Verdade

### 3.7.4 - O Programa Utilizado para o 8031

Na Figura 3.13 é apresentado o programa desenvolvido sob a forma de fluxograma.







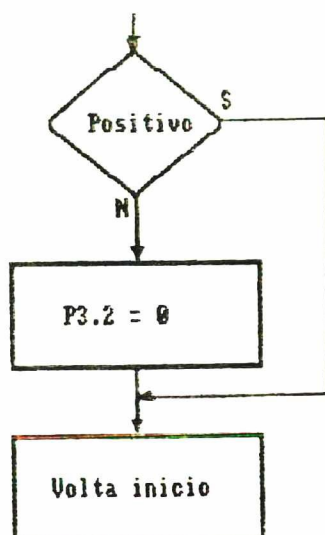


Figura 3.13 - Fluxograma do Programa de Controle



### 3.7.4.1 - Subrotina para Cálculo de $\theta_{EST}$

O contador interno do microcontrolador 8031, utilizado para a contagem dos pulsos e estimação do ângulo  $\theta_{EST}$  possui 8 Bits, sua contagem máxima é 256 (0FFH). Como o período dos comandos possui 1024 pontos o contador deverá contar 4 vezes até 256. A cada contagem máxima (256) o contador gera uma interrupção e recomeça a contagem. A interrupção gera uma chamada da subrotina beta, que fez a identificação de quantas contagens máximas ocorreram. Desta forma identifica-se quantos trechos de 1/4 de período foram lidos.

Com a informação do número de trechos lidos e o valor atual do contador pode-se calcular o ângulo  $\theta_{EST}$ .

O fluxograma da subrotina beta é apresentado na Figura 3.14.

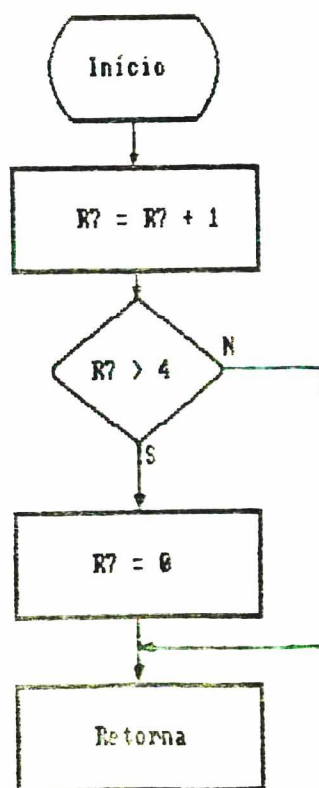


Figura 3.14 - Fluxograma da Subrotina Beta

### 3.8 - Conclusão

O uso do microcomputador neste comando é de fundamental importância, sem ele a sua implementação seria muito difícil. O microcomputador dá grande flexibilidade ao comando permitindo-se as mais diversas variações no controle.

O comando proposto no estudo prevê ainda a alteração da precisão dos padrões, de acordo com a aplicação desejada para o inversor, com a troca da memória de padrões e pequenas alterações no circuito e no programa de controle.

Outra grande vantagem é a possibilidade de uso do comando em inversões que utilizem qualquer tipo de semicondutor como chave. Os tempos mortos podem ser alterados por programa. Pode-se alterar ainda o número de pulsos, de acordo com a frequência de comutação máxima permitida para a chave utilizada, com a troca da memória de padrões.

## C A P Í T U L O   I V

### RESULTADOS OBTIDOS

#### 4.1 - Introdução

O comando desenvolvido faz parte de um sistema maior e mais complexo que resultará no controle do servomotor de indução. Na impossibilidade de implementar-se todo o sistema, proposto na seção 1.2 (Figura 1.2), apresenta-se resultados obtidos com o uso do comando em um inversor disponível no laboratório. O inversor utilizado se encontrava em fase experimental, não sendo possível acionar um motor de indução. Optou-se por verificar apenas o bom funcionamento do circuito de leitura e reconstituição dos padrões e utilizando-se o microprocessador para selecionar a frequência de funcionamento e os padrões desejados.

A partir do funcionamento do inversor, através das suas tensões de saída, pode-se comprovar todas as vantagens do comando e da modulação utilizada.

#### 4.2 - Montagem Efetuada

O comando foi implementado em malha aberta de modo que a amplitude e a frequência das tensões de saída pudessem ser escolhidas via um teclado acoplado a uma carta de desenvolvimento para o microprocessador 8031 [11] como mostra a Figura 4.1.

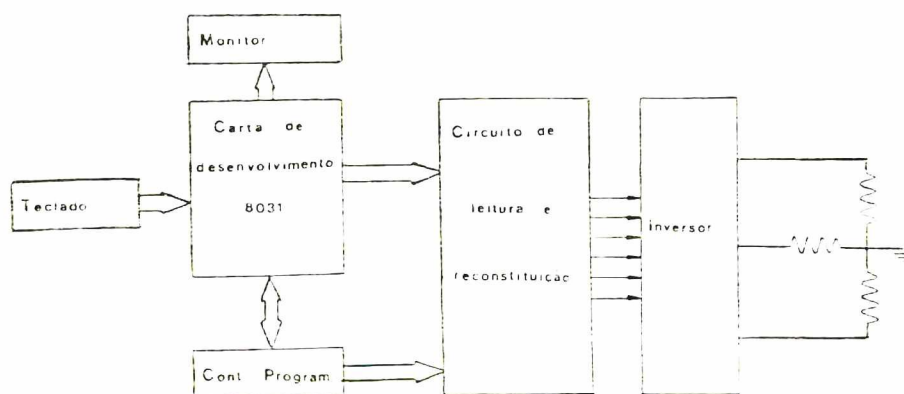


Figura 4.1 - Diagrama de Blocos do Sistema Implementado para Testes do Circuito de Comando

A malha de controle proposta (Figura 3.10) não foi utilizada uma vez que não se dispunha do estimador de torque e de fluxo e dos reguladores de torque, de fluxo e de velocidade para fornecer os dados continuamente, caso houvesse possibilidade de acionar-se um motor de indução.

Por utilizar-se um inversor a mosfet's os tempos mortos foram reduzidos. Originalmente projetou-se o comando para um inversor a GTO. Manteve-se o número de pulsos previsto para cada faixa de operação do inversor uma vez que os padrões já haviam sido calculados e gravados em memória.

Pretendeu-se observar as tensões de fase e tensões de linha para cada faixa de operação de modo a identificar problemas tais como a reintrodução de harmônicos, anteriormente eliminados, devido a discretização dos comandos em 1024 pontos e introdução de tempos mortos.

### 4.3 - Resultados Obtidos

Na Figura 4.2 mostra-se os comandos de duas chaves, de braços diferentes, do inversor para eliminação de 4 harmônicos (5ª, 7ª, 11ª e 13ª ordens) e regulação da componente fundamental.

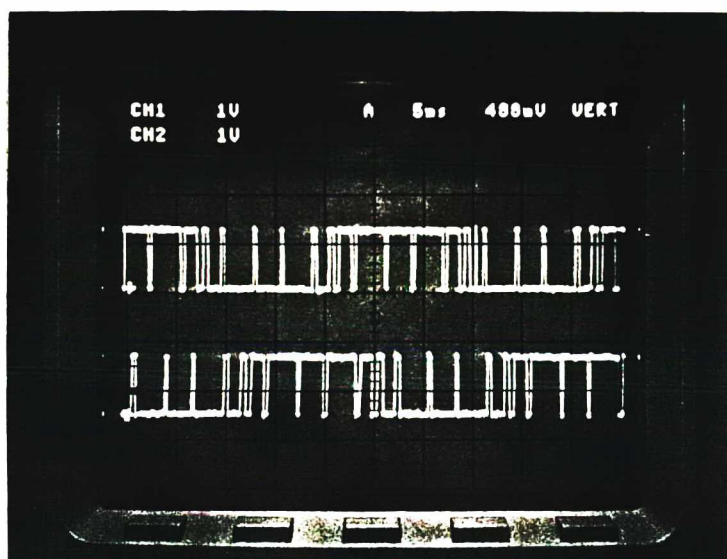


Figura 4.2 - Comandos de duas Chaves do Inversor para Eliminação de 4 Harmônicas (5ª, 7ª, 11ª e 13ª ordens) e Regulação da Componente Fundamental

Observa-se nas formas de onda da Figura 4.2 as simetrias de 1/2 onda e de 1/4 de onda existentes em cada comando e que o defasamento de  $120^\circ$  elimina qualquer outra simetria entre eles. Justifica-se a necessidade de armazenar-se trechos de cada um dos três comandos.

Na Figura 4.3 mostra-se as tensões de fase e de linha utilizando-se os comandos mostrados na Figura 4.2.



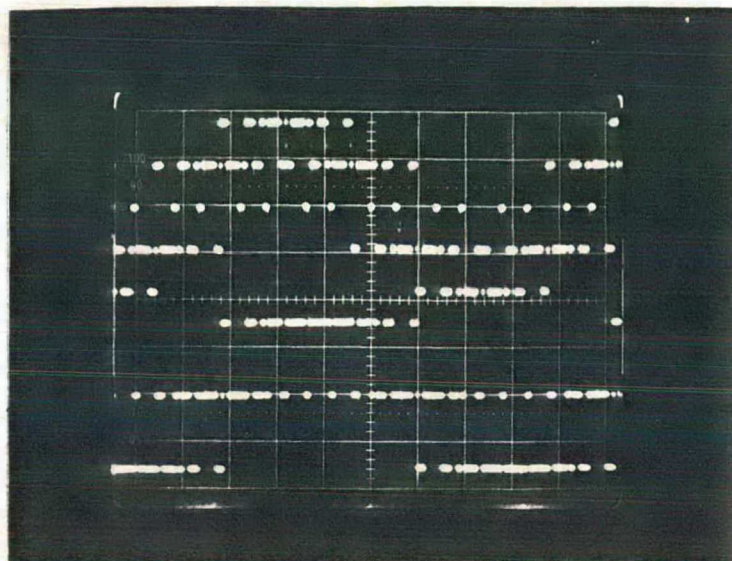


Figura 4.3 - Tensões de Fase e de Linha com Eliminação de 4 Harmônicos (5ª, 7ª, 11ª Ordens) e Regulação da Componente Fundamental

A Figura 4.4 mostra a análise dos harmônicos da tensão de linha feita através de um microcomputador do tipo IBM PC interligado a um osciloscópio digital. A análise confirma a eliminação dos harmônicos de 5ª, 7ª, 11ª e 13ª ordens, sendo que o harmônico de 17ª ordem passa a ter maior amplitude. Os harmônicos de baixa ordem e de ordem par que aparecem devem-se, sobretudo, ao baixo número de pontos na aquisição das formas de onda no osciloscópio digital. Foram adquiridos 2,5 períodos das tensões em 1024 pontos, resultando nos problemas mencionados.

Uma pequena parcela dos erros ocorridos deve-se ao número de pontos da discretização dos padrões (Tabela 3.1) e aos tempos mortos.

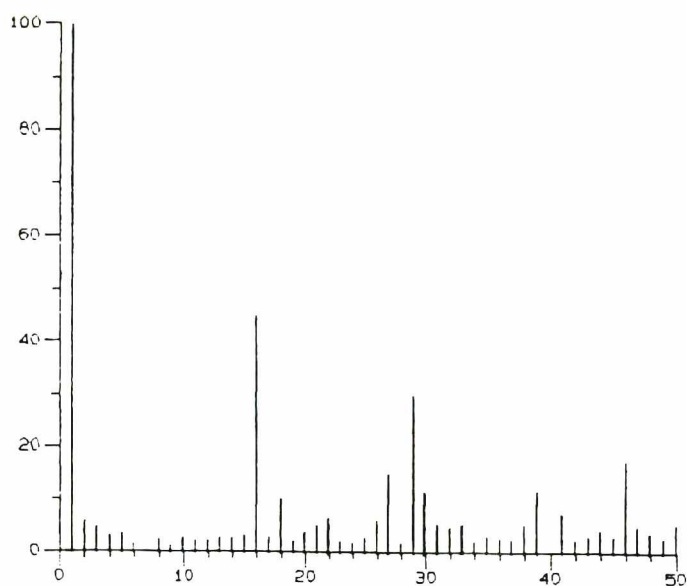


Figura 4.4 - Análise dos Harmônicos da Tensão de Linha apresentada na Figura 4.3

A Figura 4.5 mostra as tensões de fase e de linha para a eliminação dos harmônicos de 5ª, 7ª, 11ª, 13ª e 17ª ordens e regulação da componente fundamental.

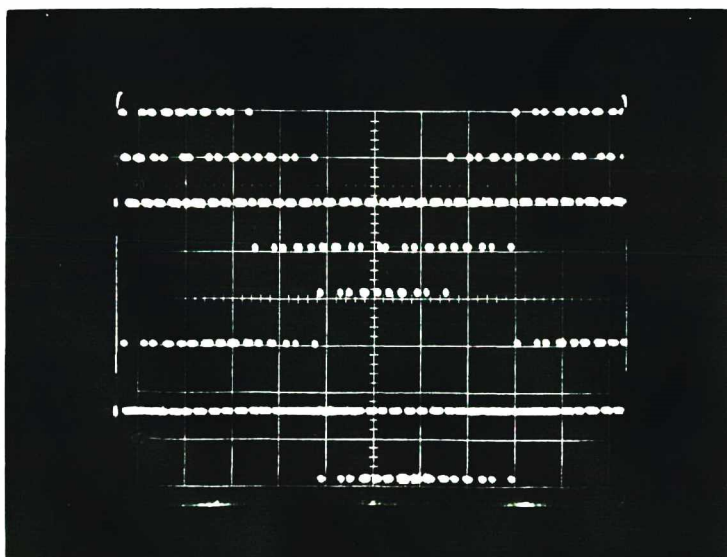


Figura 4.5 - Tensões de Fase e de Linha com eliminação dos Harmônicos de 5ª, 7ª, 11ª, 13ª e 17ª Ordens e Regulação da Componente Fundamental

Apesar de ter-se tensões com 15 pulsos por período (Figura 4.5) e portanto ter-se possibilidade de eliminar 6 harmônicos, apenas 5 deles foram eliminados. Houve a necessidade de deixar-se um parâmetro de folga, neste caso e nos demais com 15 pulsos por período, para obter-se uma boa otimização. Isto se deve a limitações que existem em alguns casos quando as equações transcendentais, com as quais os tempos de disparo e bloqueio são calculados, não convergem para as condições desejadas.

A Figura 4.6 mostra a análise dos harmônicos da tensão de fase, observa-se que o harmônico de 19ª ordem assume um valor bastante alto como o esperado. Nesta análise voltam a aparecer harmônicos de baixa ordem e de ordem par pelas mesmas razões mencionadas anteriormente.

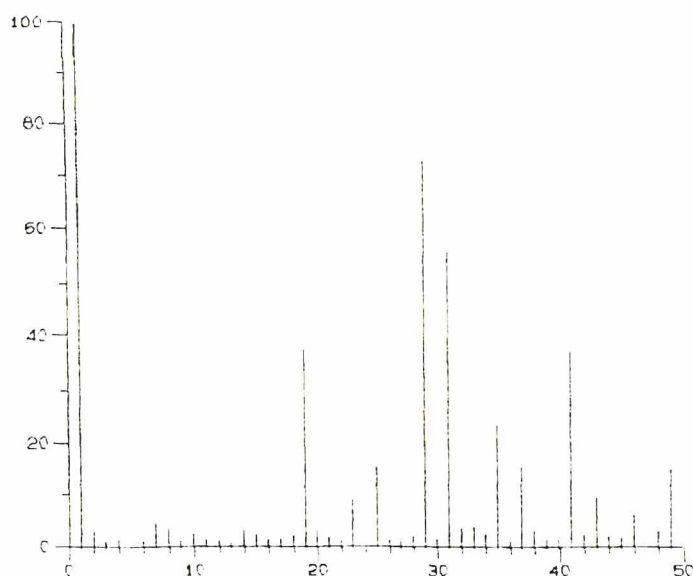


Figura 4.6 - Análise dos Harmônicos da Tensão de Fase apresentada na Figura 4.5

A Figura 4.7 mostra as tensões de fase e de li nha para a eliminação dos harmônicos de 5ª, 7ª, 11ª, 13ª e 19ª ordens e minimização dos 11 harmônicos seguintes (23ª, 25ª, 29ª, 31ª, 35ª, 37ª, 41ª, 43ª, 47ª, 49ª e 53ª ordens).

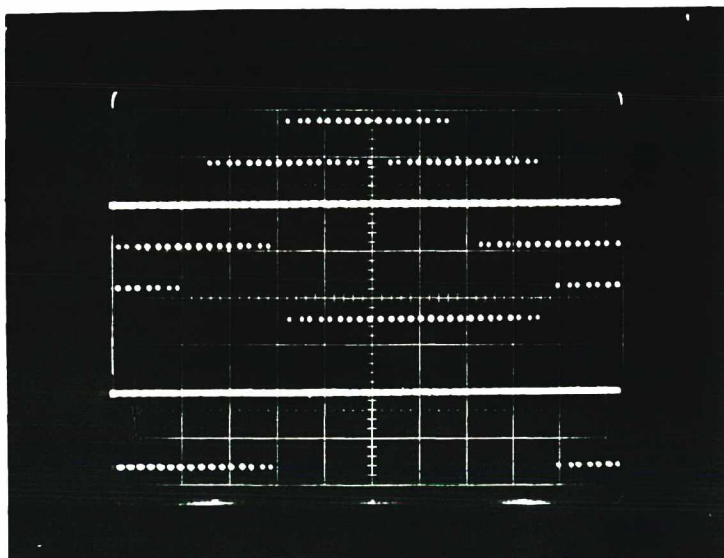


Figura 4.7 - Tensões de Fase e de Linha com eliminação de 6 Harmônicos e Minimização dos 11 Harmônicos seguintes

O número de pulsos mais elevado é utilizado para as tensões que devem ter as frequências mais baixas obtendo-se um espectro harmônico semelhante aos espectros das tensões de maior frequência. A minimização de harmônicos se justifica pela redução dos efeitos por eles causados para uma faixa mais ampla do espectro harmônico.

Não foi feita análise dos harmônicos para ten sões com 27 pulsos por período devido a problemas com a aquisição de dados. Supoe-se que os harmônicos estejam se comportando como o esperado (Figura 2.11).

#### 4.4 - Conclusão

Apesar de não implementar-se o sistema completo foi possível testar o circuito de leitura e reconstituição dos padrões juntamente com o microprocessador 8031 e periféricos.

O uso do emulador do 8031 na montagem deu grande flexibilidade ao comando, de forma a permitir a implementação de qualquer tipo de controle em malha aberta.

Quanto aos resultados obtidos, foram próximos aos resultados esperados. Surgiram harmônicos devido a discretização dos padrões e tempos mortos, apesar de que grande parte deles, os de ordem par inclusive, aparecerem devido a pouca precisão na aquisição das tensões com o osciloscópio digital.

A análise dos harmônicos das tensões de fase e de linha obtidas comprovam experimentalmente a teoria da eliminação de harmônicos. Até a implementação deste comando as formas de onda das tensões trifásicas só haviam sido obtidas por simulações.



## C O N C L U S Õ E S

Os diversos tipos de modulação e os efeitos dos harmônicos na alimentação do motor de indução foram estudados com bastante abrangência. A modulação PWM otimizada se mostrou muito eficiente para um baixo número de pulsos. Para um grande número de pulsos os resultados obtidos, em termos do espectro harmônico das tensões de saída do inversor, são análogos. Mas a modulação PWM otimizada oferece como grande vantagem o estabelecimento de larguras mínimas para os pulsos de disparo e bloqueio das chaves, de modo que sejam implementáveis.

Através das simulações realizadas comprovou-se a importância da eliminação de harmônicos de baixa ordem das tensões de alimentação do motor de indução.

A presença de harmônicos de baixa ordem origina pulsações de torque que inviabilizam o uso do motor de indução como servomotor.

O uso do método de controle vetorial simplifica o sistema de controle do servomotor de indução. Com o uso deste método simplifica-se as equações do motor de indução de forma a se tornarem análogas as equações do motor de corrente contínua.

O comando desenvolvido baseou-se no uso de microcomputador pela facilidade de implementação das complexas leis de controle do servomotor e pela flexibilidade proporcionada por ele. O armazenamento dos instantes de comutação em memória proporcionou um ganho significativo em termos de tempo de cálculo do microcomputador. Pensando-se também na redução do tempo de

cálculo do microcomputador é que optou-se em usar um circuito lógico para varredura das memórias que contêm os padrões. Cabe ao microcomputador a seleção do padrão desejado entre os 256 disponíveis na memória. O resultado desta divisão de tarefas é um circuito de comando bastante eficiente, em que os pulsos de disparo e bloqueio são lidos na memória com bastante rapidez.

O artifício de armazenar os instantes de comutação em uma memória permite que se use diversos tipos de modulação ou mesmo modulações com números de pulsos variáveis. De acordo com a aplicação do inversor modifica-se a modulação e o número de pulsos trocando-se apenas a memória, sem no entanto alterar o circuito de leitura.

Utilizou-se neste trabalho um diagrama de blocos para o comando do sistema do servomotor de indução que é original, resultante de idéias concebidas no Laboratório de Máquinas Elétricas e Eletrônica de Potência (LAMEP). Estas idéias embora pareçam evidentes foram muito importantes pois tornaram viável a implementação da malha de controle proposta neste estudo.

#### PROPOSTAS PARA TRABALHOS FUTUROS

Uma completa estrutura computacional foi desenvolvida para o estudo e simulação do conjunto inversor-motor, e não se espera modificações na concepção do circuito de leitura e reconstituição dos padrões. Resta, portanto, para novos trabalhos o acionamento do motor de indução e verificação de resultados. A partir dos resultados obtidos na prática pode-se alterar o número de pontos da discretização dos comandos e o número de pulsos das tensões de alimentação do motor de indução.

## REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] - BARBI, Ivo. Teoria Fundamental do Motor de Indução. Ed. da UFSC, 1985.
- [2] - BARBI, Ivo. Apostila de Acionamento Elétrico. In: ——— Curso de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica. Circulação interna UFSC, 1986.
- [3] - BARBI, Ivo, MARTINS, D.C & DESCHAMPS, E.S. Programa para Simulação do Motor Indução - Projeto ANSI Circulação Interna, 1987.
- [4] - BOSE, B.K. Power Eletronics and AC Drives. Prentice - Hall, 1986.
- [5] - BOWES, S.R. & DAVIES, T. Microprocessor - Based Development System for PWM Variable - Speed Drives. IEE Proceedings, 1985, Vol. 132, nº 1, p. 18 - 45
- [6] - BOWES, S.R. & MOUNT, M.J. Microprocessor control of PWM Inverters. IEE Proceedings, 1981, Vol. 128 nº 6, p. 293 - 305.
- [7] - BUCK, F. G.G. Losses and Parasitic Torques in Eletric Motors Subjected to PWM Waveforms. 1979 IEEE On Ind Appl, Vol. IA - 15, NO 1, p. 47 - 53.
- [8] - BUJA, G.S. & INDRI, G.B. Optimal Pulsewidth modulation for feeding AC motors. IEEE Transactions On Industry Applications. 1977. Vol. IA-13, nº 1, p. 38 - 44.

- [9] - CARLSON, R. & BLAUTH. O Servomotor Sincrono a Ímãs  
1987. Máquinas e Metais. nº 263. p. 48 - 53.
- [10] - CARLSON, R. & BLAUTH, Y. B. O Servomotor Sincrono a  
Ímãs, 1987. Máquinas e Metais. nº 264 p. 20 - 30.
- [11] - DINWIDDIE, G. An 8031 In- Circuit Emulador. Byte,  
July, 1986.
- [12] - FARINES, Jean-Marie Et Alii. Sistema de Comando por  
Microprocessador de Inversor Trifásico PWM 5º CBA -  
1º C.L.A.A.
- [13] - FARINES, Jean-Marie Et Alii. Um Sistema Digital de  
Controle e Supervisão de um Variador de Velocidade  
com Motor de Indução Alimentado por um Inversor.  
6º Congresso Brasileiro de Automática.
- [14] - KATAOKA, T. A Pulsewidth Modulated AC to DC Converter  
Using Gate Turn-Off Thyristors. 1985. IEEE, p. 966-  
974.
- [15] - KLIMAN, G. & PLUNKETT, A. Development of a Modulation  
Strategy for a PWM Inverter Drive. 1979. IEEE Trans.  
On Ind Appl, Vol. IA-15, NO 1 p. 72 - 79.
- [16] - LESSMEIER, R. Et Alii. Microprocessor - Controlled  
AC - Servo Drives with Synchronous or Induction  
Motors: Which is Preferable. 1986. IEEE On Ind Appl  
Vol. IA-22, nº 5, p. 812 - 819.



- [17] - LEONHARD, W. Control of Electrical Drives. Springer - Verlag, 1985.
- [18] - MANIAS, Stefanos Et Alii. Effects of Switching Angle Phase Shift on PWM Techniques. IEEE Trans. On Ind. Eletronics, 1987, Vol. IE - 34, n° 4, p. 463-471.
- [19] - MATSUI, Keiju. A Pulsewidth Modulated Inverter with Parallel - Connected Transistors by Using Current Sharing Reactors. IEEE - IAS, 1985, p. 1015-1019.
- [20] - MCS-51 Macro Assembler User's Guide. Siemens, 1978.
- [21] - MCS-51 Family of Single-Chip Microcomputers User's Manual . Siemens, 1978.
- [22] - MISHRIKY, Aida H. At Alii. Microcomputer Implemented PWM Inverter Using a Unique Pattern of Switching Angles. IEEE - IAS, 1985, p. 1259 - 1263.
- [23] - MOTOROLA. A Rom-Digital Approach to PWM-Type Speed Control of AC Motors. Application Note AN-733, 1974.
- [24] - MURAI, Y. Et Alii. Waveform Distortion and Correction Circuit for PWM Inverters with Switching Lag-Times. IEEE - IAS, 1985. p. 436-441.
- [25] - MURAY, Y. Et Alii. New PWM Method for Fully Digitized Inverters IEEE - IAS, 1985, p. 448-453.



- [26] - NAMUDURI, C. & SEN, P.C. Optimal Pulsewidth Modulation for Current Source Inverters, 1986, IEEE Trans. On Ind. Appl., Vol. IA - 22, nº 6, p. 1052-1072.
- [27] - NOVOTNY, D.W. & LORENZ, R.D. Introduction To Field Orientation and High Performance AC Drives. 1986 IEEE Industry Applications Society.
- [28] - OLIVEIRA, M.A. Estudo de um Conversor Indireto de Frequência sem Elementos Passivos no Estágio de Corrente Contínua. In:\_\_\_\_\_. Dissertação de Mestrado, UFSC, 1987.
- [29] - PATEL, H.S. & HOFT, R.G. Generalized Techniques of Harmonic Elimination and Voltage Control in Thyristor Inverters. Part. I - Harmonic Elimination. IEEE Trans. On Ind. Appl. 1973, Vol. IA - 9, nº 3, p. 310-17.
- [30] - PATEL, H.S. & HOFT, R.G. Generalized Techniques of Harmonic Elimination and Voltage Control in Thyristor Investors: Part II - Voltage Control Techniques. IEEE Trans. On Ind. Appl. 1974, Vol. IA - 10, nº 5 p. 666 - 673.
- [31] - PENALVER, C.M. Et Alii. Microprocessor Control of DC/AC Static Converters. IEEE Trans. On Ind. Electronics. 1985, IE - 32, nº 3, p. 186 - 191.

- [32] - PERIN, A.J. Teoria e Aplicação de Modulação por Largura de Pulso (PWM) com Otimização de Harmônicos para Conversores Estáticos de Frequência. Minicurso do 6º Congresso Brasileiro de Automática. UFMG, Belo Horizonte, 1986, p. 1 - 15.
- [33] - PITEL, I. J. Spectral Errors in the Application of Pulsewidth Moduled Waveform, 1981. IEEE Trans. on Ind. Appl., Vol. IA - 17, nº 3 p. 289 - 295.
- [34] - POLLMANN, A. A Digital Pulsewidth Modulator Employing Advanced Modulation Techniques. IEEE Trans. on Ind. Appl., 1983, Vol. IA - 19, nº 3, p. 409-414.
- [35] - SIEMENS. Controle e Regulação de Acionamentos Elétricos em Corrente Alternada. Informativo Técnico, Volume X, 1978.
- [36] - SIMONETTI, D.S.L. Contribuição ao Estudo ao Acionamento de um Motor de Indução com Comando Vetorial In:\_\_\_\_. Dissertação de Mestrado, UFSC, 1987.
- [37] - TAKAHASHI, I. & MOCHIKAWA, H. A New Control of PWM Inverter Waveform for Minimum Loss Operation of an Induction Motor Drive. IEEE Trans. on Ind. Appl., 1985, Vol. IA - 21, nº 4, p. 580 - 587.
- [38] - TAKAHASHI, I. & MOCHIKAWA, H. Optimum PWM Waveforms of an Inverter for Decreasing Acoustic Noise of an Induction Motor. IEEE Trans. on Ind. Appl., 1986, Vol. IA - 22, nº 5, p. 828 - 834.

- [39] - TANIGUCHI, K. Et Alii. Real Time Operation of Three-Phase PWM Inverter IEEE - IAS, p. 1264 - 1268.
- [40] - TORRI, P.J. Inversor de Corrente a Transistores com Modulação PWM e sua Aplicação em Fonte: Ininterruptas de Energia. In:\_\_\_\_. Dissertação de Mestrado, UFSC, 1986.
- [41] - VALIM, M. Introdução ao Microprocessador 8031. 1985 LCMI - UFSC, Circulação Interna.
- [42] - ZUCKERBERGER, A. & ALEXANDROVITZ, A. Determination of Commutation Sequence with a View to Eliminating Harmonics in Microprocessor - Controlled PWM Voltage Inverter. IEEE Trans. on Ind. Electronics, 1986, Vol. IE - 33, nº 3, p. 262 - 270.
- [43] - WARWICK, K. & REES, D. Industrial Digital Control Systems, 1986. Peter Peregrinus Ltd. IEE Control Engineering Series nº 28.



## A N E X O A

### O PROGRAMA EPROM

O Programa EPROM foi desenvolvido para tratar os instantes de comutação, otimizados ou não, de inversores, retificadores, conversores diretos de frequência monofásicos ou trifásicos.

A partir do arquivo que contém os instantes de comutação o Programa trata os dados e gera, primeiramente, um arquivo para desenho dos comandos. A partir dos pontos tratados pode-se discretizar o período dos comandos em um número de pontos escolhido. Na discretização pode-se introduzir tempos mortos e eliminar pulsos que não possuem uma largura mínima estipulada.

A partir dos novos comandos discretizados pode-se gerar um arquivo para simulação da estrutura com as modificações.

A última etapa é a codificação das curvas discretizadas para serem gravadas em memória.

A seguir são explicadas com detalhes cada uma das funções do EPROM.

#### A.1 - Geração do Arquivo para Desenho

A partir dos instantes de comutação do arquivo de comutações e da frequência de modulação dos pulsos, os dados são tratados para a constituição das curvas. Para cada comando do arquivo é identificada se a primeira comutação é uma ordem de disparo ou de bloqueio. A partir do ponto zero até a próxima co-

mutação é definido aos pontos intermediários o valor "1", se o comando iniciou com um disparo, e o valor "0" se o comando iniciou com bloqueio. Na Figura A.1 nota-se que apenas o comando 3 iniciou com ordem de disparo. Os demais comandos iniciaram bloqueados.

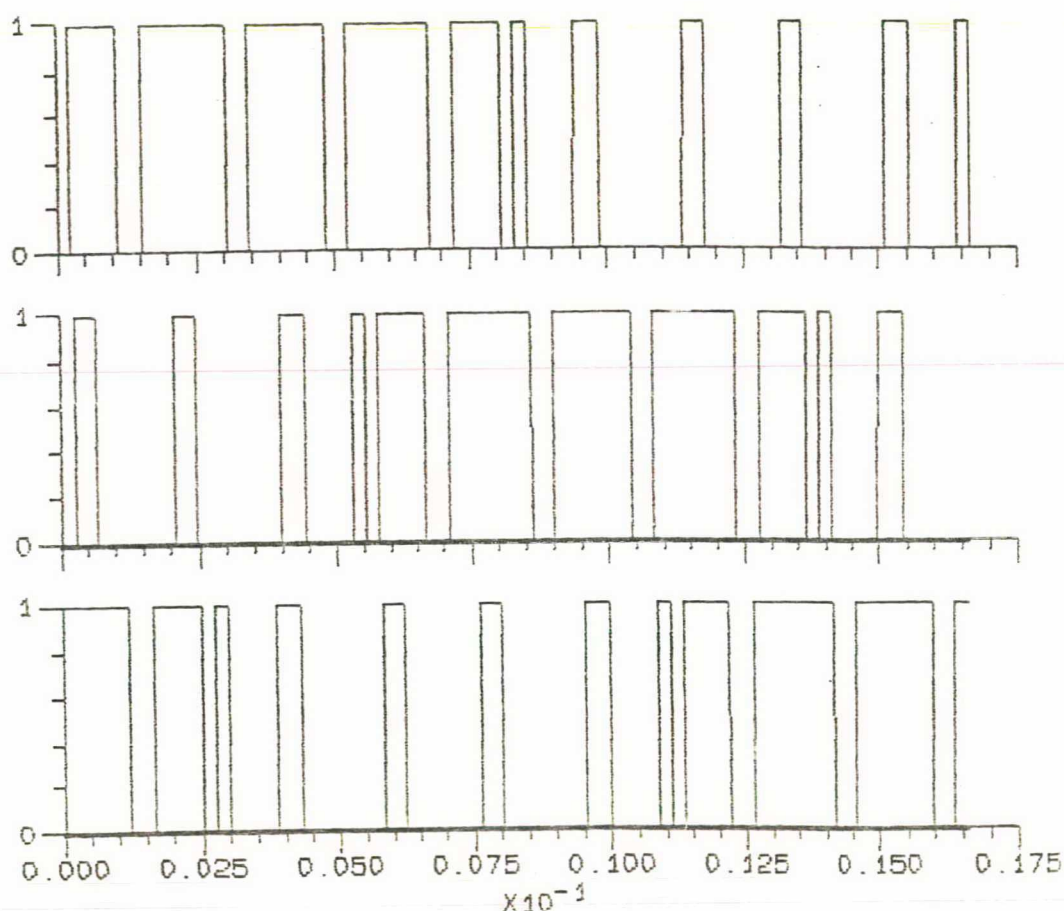


Figura A.1 - Comandos de um Inversor Trifásico

A discretização dos comandos é feita utilizando-se 5120 pontos os quais são armazenados em arquivo para posterior plotagem. Nesta discretização os instantes de comutação são praticamente preservados devido ao passo utilizado.

Como o Programa EPROM pode tratar diversos conjuntos de comandos mas apenas um pode ser armazenado para desenho.



A escolha do conjunto é feita pelo usuário.

#### A.2 - Discretização dos Comandos, Inserção de Tempos Mortos e Eliminação de Pulsos

A partir dos comandos discretizados em 5120 pontos é feita uma nova discretização em um número de pontos escolhido pelo usuário (512, 1024 ou 2048). Pode-se escolher ainda o trecho a ser discretizado no caso dos comandos possuírem simetrias. A Figura A.2 mostra um comando que possui simetria de 1/4 de onda, portanto somente o trecho assinalado pode ser armazenado para posterior reconstituição através de um circuito lógico.

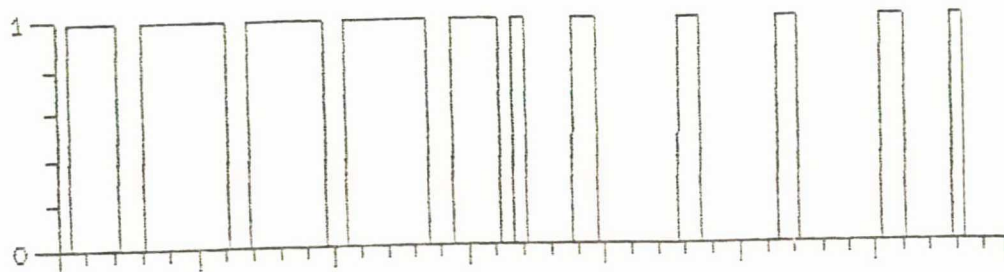


Figura A.2 - Comando com Simetria de 1/4 Onda

Na discretização dos comandos pode ser que ocorram comutações entre dois pontos da discretização. Neste caso é identificado o instante da comutação e verificado qual é o ponto mais próximo e o pulso é arredondado. A modificação é feita também no comando posterior. Se houve diminuição da largura do pulso, o pulso imediatamente seguinte do comando posterior é aumentado. O mesmo ocorre se houver aumento de um pulso, a correção

é feita diminuindo-se o pulso seguinte do comando posterior.

Outra modificação possível é a eliminação de pulsos cuja largura é menor que uma largura mínima especificada pelo usuário. Da mesma forma que os arredondamentos a eliminação de pulsos em um comando implica na inclusão de um trecho com mesma largura no pulso imediatamente seguinte no comando posterior.

A Figura A.3 mostra a eliminação em um comando com 19 pulsos por período.

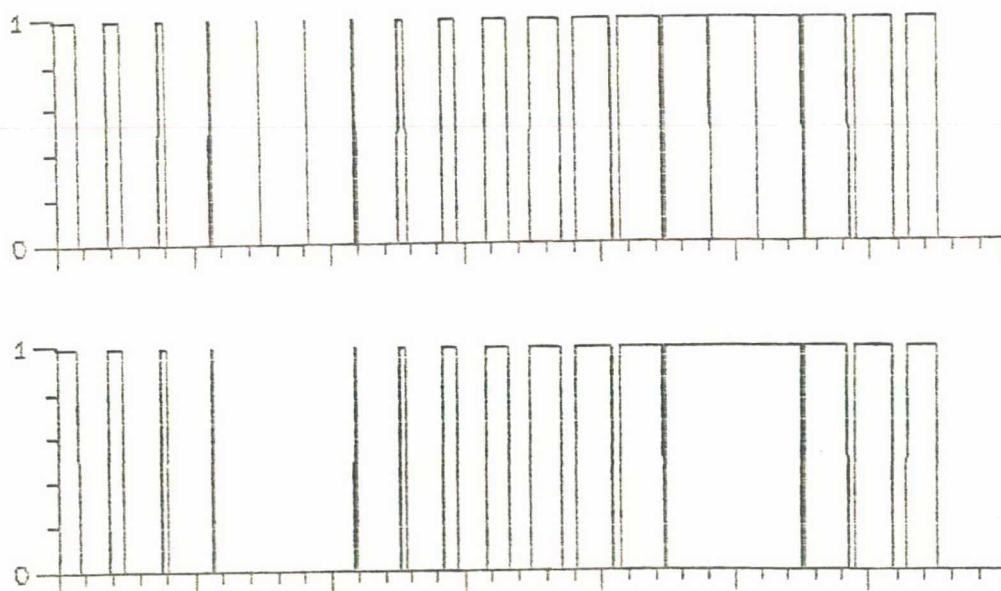


Figura A.3 - Eliminação de Pulsos com Largura Inferior a uma Largura Mínima Especificada

- A) Comando com 19 Pulsos por Período
- B) Comando com 15 Pulsos por Período  
(4 Eliminados)

A introdução de tempos mortos é feita também nesta etapa. Caso o usuário deseje são então incluídos, após cada sinal de bloqueio, um tempo morto de uma divisão. A inclusão de tempos mortos só é vantajosa para comandos que irão funcionar com frequência de modulação fixa. No caso de comandos de estruturas com frequência de modulação variável os tempos mortos se tornam igualmente variáveis (item 3.5).

Após a discretização dos comandos é possível gravá-los para nova simulação e verificação dos efeitos dos arredondamentos, eliminação de pulsos e inclusão de tempos mortos. Pode-se nesta etapa escolher uma nova frequência para os instantes de comutação, já que são gravados apenas os instantes de comutação.

### A.3 - Codificação dos Comandos

Nesta etapa os comandos são codificados ponto a ponto para uma palavra hexadecimal que indica o estado de condução de cada um deles. A codificação é feita somente do trecho escolhido: período completo,  $1/2$  período ou  $1/4$  de período.

A Tabela A.1 mostra a codificação de  $1/4$  de período dos comandos da Figura A.1. Os trechos da Figura A.1 foram discretizados em 256 pontos o que equivale a 1024 pontos por período.

| endereço | conteúdo |    |    |    |    |    |    |    |    |    |    |    |    |    |    |    |
|----------|----------|----|----|----|----|----|----|----|----|----|----|----|----|----|----|----|
| 0000     | 04       | 04 | 04 | 04 | 04 | 04 | 04 | 04 | 04 | 04 | 04 | 04 | 04 | 04 | 05 | 05 |
| 0010     | 05       | 05 | 07 | 07 | 07 | 07 | 07 | 07 | 07 | 07 | 07 | 07 | 07 | 07 | 07 | 07 |
| 0020     | 07       | 07 | 07 | 07 | 07 | 07 | 07 | 07 | 07 | 07 | 07 | 05 | 05 | 05 | 05 | 05 |
| 0030     | 05       | 05 | 05 | 05 | 05 | 05 | 05 | 05 | 05 | 05 | 05 | 05 | 05 | 05 | 05 | 05 |
| 0040     | 05       | 05 | 05 | 04 | 04 | 04 | 04 | 04 | 04 | 04 | 04 | 00 | 00 | 00 | 00 | 00 |
| 0050     | 00       | 00 | 00 | 00 | 00 | 00 | 00 | 00 | 00 | 00 | 00 | 00 | 00 | 00 | 00 | 01 |
| 0060     | 01       | 01 | 01 | 01 | 01 | 01 | 01 | 05 | 05 | 05 | 05 | 05 | 05 | 05 | 05 | 05 |
| 0070     | 05       | 05 | 05 | 05 | 05 | 05 | 05 | 05 | 05 | 05 | 05 | 05 | 05 | 05 | 05 | 05 |
| 0080     | 05       | 07 | 07 | 07 | 07 | 07 | 07 | 07 | 07 | 07 | 07 | 07 | 07 | 07 | 07 | 07 |
| 0090     | 07       | 07 | 07 | 07 | 07 | 07 | 07 | 07 | 07 | 05 | 05 | 05 | 01 | 01 | 01 | 01 |
| 00A0     | 01       | 01 | 01 | 01 | 01 | 01 | 01 | 01 | 01 | 01 | 01 | 05 | 05 | 05 | 05 | 05 |
| 00B0     | 05       | 05 | 05 | 05 | 05 | 05 | 05 | 05 | 05 | 01 | 01 | 01 | 01 | 00 | 00 | 00 |
| 00C0     | 00       | 00 | 00 | 00 | 00 | 00 | 00 | 00 | 00 | 00 | 00 | 00 | 00 | 00 | 00 | 00 |
| 00D0     | 00       | 00 | 00 | 00 | 00 | 01 | 01 | 01 | 01 | 01 | 01 | 01 | 01 | 01 | 01 | 01 |
| 00E0     | 01       | 01 | 01 | 01 | 01 | 01 | 01 | 01 | 01 | 01 | 01 | 01 | 01 | 01 | 05 | 05 |
| 00F0     | 05       | 05 | 05 | 05 | 05 | 05 | 07 | 07 | 07 | 07 | 07 | 07 | 07 | 07 | 07 | 07 |

Tabela A.1 - 1/4 de Período dos Comandos da Figura A.1, Codificados para Gravação em Memória

Na Tabela A.1 o número hexadecimal 04 (100B) nas posições 0H a 0DH indicam que somente o comando 3 está ativo. O número 0EH (101B), nas posições seguintes, indica que os comandos 1 e 3 estão ativos e assim por diante.

A seguir exemplifica-se alguns casos usados em diferentes estruturas:

#### EXEMPLO 1: Conversor Direto de Frequência

Nesta estrutura três comandos são necessários, e como não há simetrias todo o período deve ser gravado. Em um caso que se deseja 16 relações entrada-saída diferentes, discretizadas em 1024 pontos por período, optou-se em usar duas memórias de 32K Bits (4K Bytes) cada uma contendo 8 relações disposta da seguinte maneira:



| end \ bit | q0     | q1 | q2 | q3 | q4 | q5 | q6 | q7 |
|-----------|--------|----|----|----|----|----|----|----|
| 0000h     | padrão |    |    | .  | .  | .  | —  |    |
| 03ffh     | 1      |    |    | .  | .  | .  | —  |    |
| -         | .      | .  | .  | .  | .  | .  | —  |    |
| -         | .      | .  | .  | .  | .  | .  | —  |    |
| 0c00h     | padrão |    |    | .  | .  | .  | —  |    |
| 0fffh     | 8      |    |    | .  | .  | .  | —  |    |

| end \ bit | q0     | q1 | q2 | q3 | q4 | q5 | q6 | q7 |
|-----------|--------|----|----|----|----|----|----|----|
| 0000h     | padrão |    |    | .  | .  | .  | —  |    |
| 03ffh     | 9      |    |    | .  | .  | .  | —  |    |
| -         | .      | .  | .  | .  | .  | .  | —  |    |
| -         | .      | .  | .  | .  | .  | .  | —  |    |
| 0c00h     | padrão |    |    | .  | .  | .  | —  |    |
| 0fffh     | 16     |    |    | .  | .  | .  | —  |    |

Figura A.4 - Disposição dos Padrões utilizados em um Conversor Direto Trifásico

Os três Bits menos significativos contêm os três comandos das primeiras relações. Os três Bits seguintes contêm os comandos das relações maiores. Os dois Bits mais significativos não são usados.

#### EXEMPLO 2: Inversor Monofásico

Nesta estrutura apenas um comando é necessário. Há simetria de 1/4 onda e portanto só 1/4 do período é armazenado. O trecho a ser gravado foi discretizado em 256 pontos e são necessárias 256 posições de um Bit para cada relação.

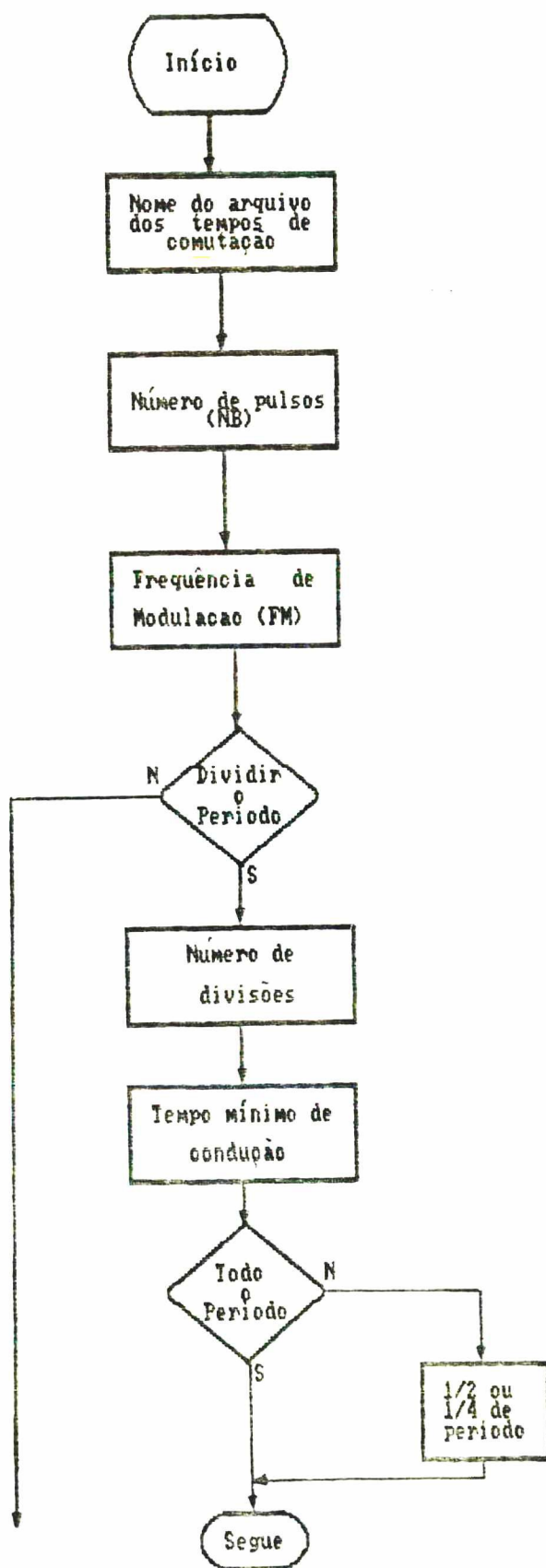
A Figura A.4 mostra a disposição de 64 relações em uma memória de 16K.

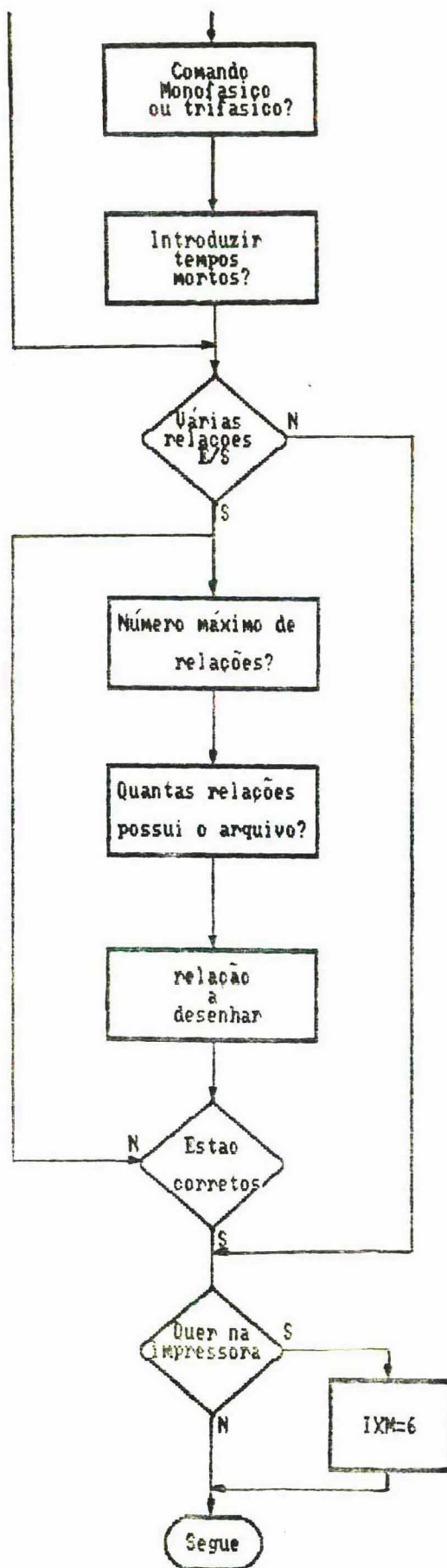


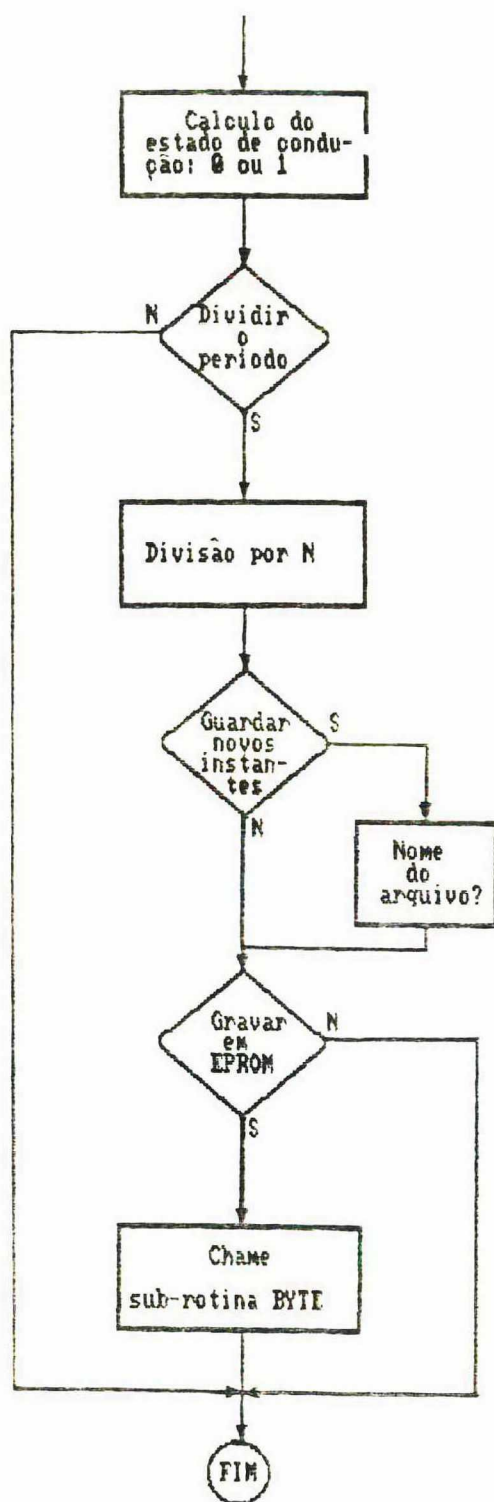
| bit<br>end     | q0 | q1 | q2 | q3 | q4 | q5 | q6 | q7 |
|----------------|----|----|----|----|----|----|----|----|
| 0000h<br>00ffh | 1  | 9  | .  | .  | .  | .  | .  | 57 |
| .              | 2  | .  |    |    |    |    |    | .  |
| .              | 3  | .  |    |    |    |    |    | .  |
| .              | .  | .  |    |    |    |    |    | .  |
| .              | .  | .  |    |    |    |    |    | .  |
| .              | .  | .  |    |    |    |    |    | .  |
| .              | .  | .  |    |    |    |    |    | .  |
| 0700h<br>07ffh | 8  | 16 | .  | .  | .  | .  | .  | 64 |

Figura A.5 - Memória utilizada para Inversor Monofásico

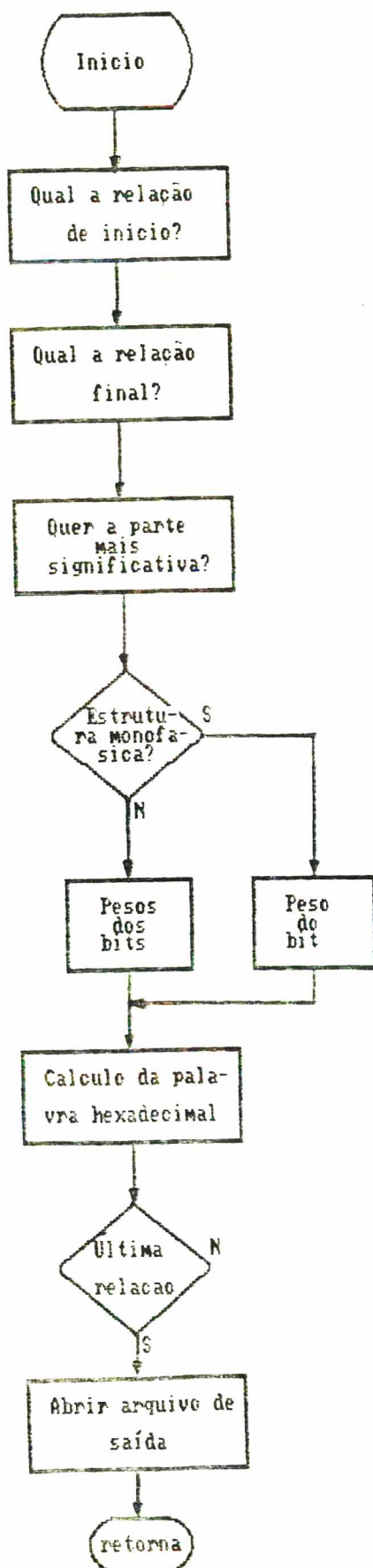
## FLUXOGRAMA DO EPROM







## SUBROTINA BYTE





## A N E X O B

O MICROCONTROLADOR 8031

O microcontrolador 8031 faz parte da família dos microcontroladores 8051 [21], pastilhas que possuem em um único substrato de silício de 40 pinos CPU, memória, portas de entrada e saída paralela e serial, e sinais de controle, tendo portanto todos os elementos necessários a formação de um microcomputador.

Devido a essa integração os microcontroladores são destinados basicamente ao controle dedicado onde a velocidade, operação em tempo real, versatilidade e pequeno volume da montagem são características essenciais.

As principais características apresentadas pelo microcontrolador 8031 são:

- . CPU de 8 Bits
- . 128 Bytes de memória de dados interna (RAM)
- . Ciclo de instrução de 1  $\mu$ s
- . 32 portas de E/S bidirecionais dispostas e 4 portas de 8 Bits
- . Porta serial "Full Duplex"
- . 2 timer/counters de 16 Bits multiprogramáveis
- . 64K de memória de dados externa
- . 64K de memória de programa externa
- . 5 fontes de interrupções com 2 níveis de prioridade
- . Processador Booleano para aplicação de controle
- . Instruções de divisão e multiplicação em 4  $\mu$ s
- . Endereçamento de Bits ou Bytes

Na Figura B.1 é apresentado o diagrama de blocos funcional dos microcontroladores da família 8051.

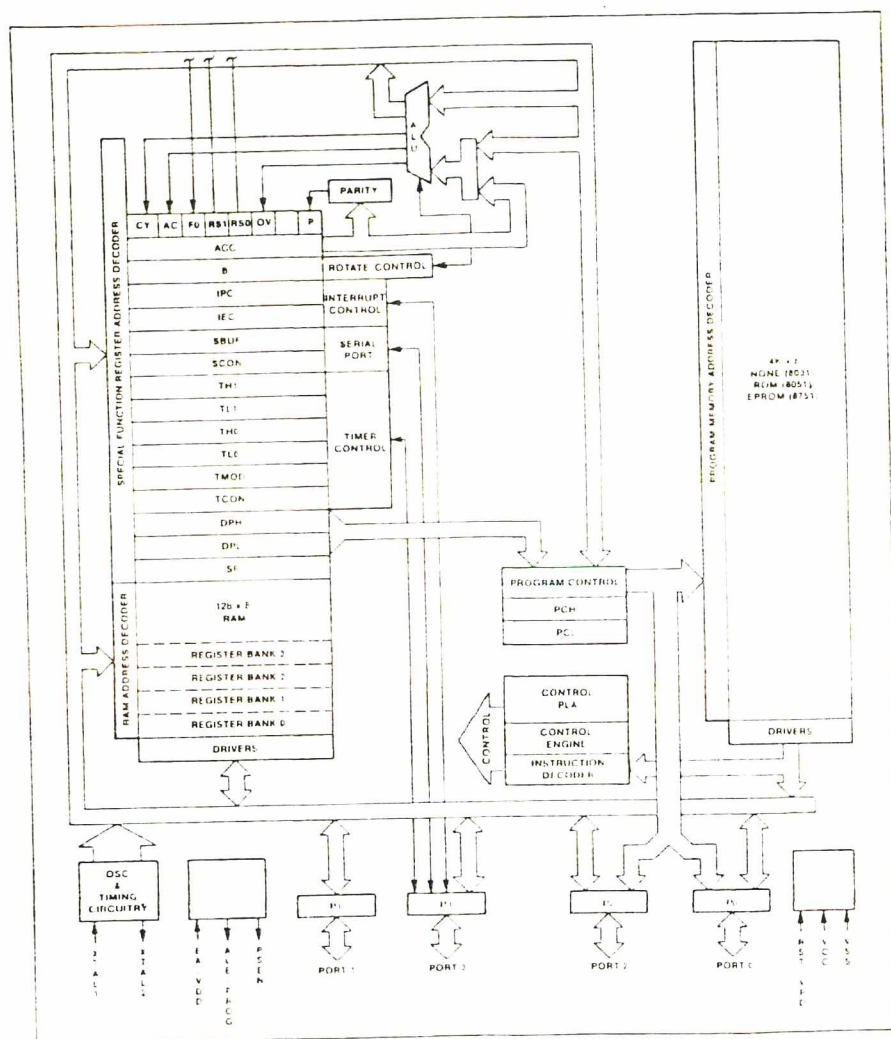


Figura B.1 - Diagrama de Blocos Funcional dos Microcontroladores da Família 8051

Observa-se no diagrama da Figura B.1 as palavras de controle, bancos de registradores, controle das interrupções e outras funções. As principais funções são descritas a seguir:

### 1) Estrutura e Operação das Portas

O 8031 possui 32 linhas de E/S organizadas em 8 Bits. Cada uma das quatro portas do 8031 são bidirecionais sendo constituídas internamente por latches, um driver de saída e um buffer de entrada. As portas P0 e P2 são usadas para acessar memória externa sendo que na porta P2 é colocado o Byte mais significativo da palavra de endereço e na porta P0 são colocados o Byte menos significativo e o Byte de dados a ser lido ou escrito na memória, multiplexados no tempo.

A configuração das portas como entrada ou saída é feita por Software.

A porta P3 possui também as seguintes funções:

- P3.0 - Entrada Serial
- P3.1 - Saída Serial
- P3.2 - Interrupção Externa 0
- P3.3 - Interrupção Externa 1
- P3.4 - Entrada do Timer-Counter 0
- P3.5 - Entrada do Timer-Counter 1
- P3.6 - Strobe de Escrita
- P3.7 - Strobe de Leitura

Estas funções também são programadas por Software.

## 2) Timer/Counters

O 8031 possui dois timer-Counters de 16 Bits que através de um Bit de controle são configurados como timer ou como counter. Na função de timer o registrador é incrementado a cada ciclo de máquina.

A Frequência de contagem será  $1/12$  da frequência do oscilador.

Como counter o registrador será incrementado a cada transição de nível para nível alto do pulso de entrada externa na porta de interrupção externa do counter 1 ou 0.

Os contadores são iniciados e interrompidos por Software, possuem 4 modos de operação que também são escolhidos por Software. O modo utilizado na malha de controle é ilustrado pela Figura B.2.

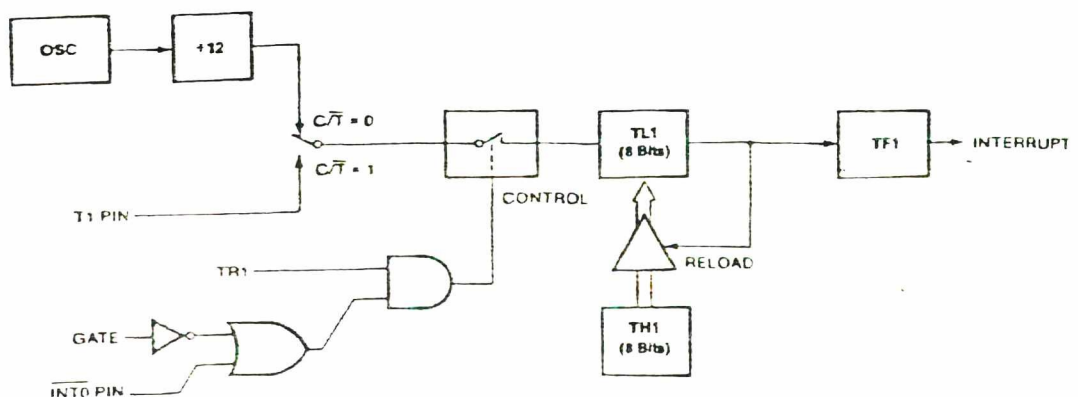


Figura B.2 - Contador Programado no Modo 2

## MODO 2:

No modo 2 o Timer/Counter é configurado como contador de 8 Bits de modo que a cada contagem máxima é gerada uma interrupção e o conteúdo do contador é inicializado com um valor pré-definido. O valor pré-definido é carregado no registrador TH por Software pode-se obter contagens com valores iniciais entre 0 e 225.

### 3) Sistema de Interrupção

O 8031 tem 5 fontes de interrupção que podem ser programadas em 2 níveis de prioridade. As fontes de interrupção provem de suas entradas de interrupção externa, duas dos Timer-Counters e uma da porta serial.

Cada fonte pode ser habilitada ou desabilitada se tando ou zerando um Bit da palavra IE (Figura B.3).

Cada fonte pode ser programada para ter dois níveis de prioridade, alto ou baixo. Isto é feito setando ou zerando um Bit correspondente da palavra IP.

Uma interrupção de baixo nível pode ser interrompida por uma interrupção de alto nível, mas não por outra de baixo nível. Uma interrupção de alto nível não pode ser interrompida.

Quando requisições de interrupções de mesmo nível são recebidas simultaneamente, uma seqüência interna determina qual a seqüência de atendimento das interrupções.



